
TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Studijní program: N2612 - Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3902T005 - Automatické řízení a inženýrská informatika

Vliv nesymetrie rotoru na pulsaci radiální síly u elektricky komutovaného motoru

Influence of rotor asymmetry on pulsation of radial force at brush less motor

Diplomová práce

Autor:	Bc. Martin Rolf
Vedoucí práce:	Ing. Miroslav Novák, Ph.D.
Konzultant:	Ing. Leoš Beran, Ph.D.

V Liberci 17. 5. 2013

Zadání

- 1) Proved'te rešerši na téma vliv asymetrie rotoru na pulsaci radiální síly motorů. Motivací je odhalit zdroj vibrací vysoko-obrátkových motorů.
- 2) Sestavte vhodný model a pomocí SW pro výpočet konečných prvků určete průběh radiální síly během otáčky rotoru.
- 3) Pomocí modelu zjistěte vliv nesymetrie vzduchové mezery a vliv nesymetrické polarizace magnetického rotoru.

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum 17.5.2013

Podpis

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce Ing. Miroslavu Novákovi, Ph.D. za odborné vedení a cenné rady při zpracování této diplomové práce. Poděkování patří také mé rodině za podporu v průběhu celého studia.

Abstrakt

Práce se zabývá tvorbou modelu EC motoru s vnějším rotorem a vnitřním segmentovým statorem. Seznamuje se základními vlastnostmi elektricky komutovaných motorů, informuje o principu modelování magnetických a silových účinků v motoru metodou konečných prvků a přináší základní poznatky z problematiky o vlivu asymetrie rotoru na pulsaci radiální síly. Pro vytvoření modelu využívá sadu programů souhrnně nazývaných FEMM, obsluhovaných programovacím jazykem Lua. Podrobně se práce věnuje modelování rotoru, který reflektuje nastavení reálných pólových permanentních magnetů změřených Hallovou sondou. V závěrečné části seznamuje s analýzou radiální síly u EC motoru, nazývané zkráceně jako UMP. Na základě dosažených výsledků vyhodnocuje vliv rotorových vad na pulsaci radiální síly.

Klíčová slova:

metoda konečných prvků, excentricita, nevyvážený magnetická tah, elektricky komutovaný motor, bezkartáčový permanentní magnetický motor

Abstract

This thesis deals with development of a model of an EC motor with outer rotor and inner segmented stator. It introduces basic attributes of electrically commutated motors, informs about the principle of modeling of magnetic and force effects in motors by means of finite element methods and brings basic knowledge of the effect of rotor asymmetry to pulsation of radial force. The FEMM software set, which is controlled by Lua programming language, is used for development of the model. The thesis thoroughly deals with modeling of the rotor, which reflects the set of actual permanent magnets measured with Hall sensor. In the final part it apprises with the analysis of radial force in EC motor or the UMP. Based on the results the effects of rotor defects on radial force pulsation are evaluated.

Key words:

finite element methods, excentricity, unbalanced magnetic pull, electrically commutated motor, brushless permanent-magnet motors

Obsah

Prohlášení	3
Poděkování	4
Abstrakt	5
Seznam obrázků:.....	8
Seznam tabulek:.....	9
Seznam zkratk	10
Seznam symbolů.....	10
1. Úvod.....	12
2. Elektricky komutovaný motor (EC,BLDC).....	13
2.1 Historie	14
2.2 Konstrukce motoru – mechanické vlastnosti.....	14
2.2.1 Stator	15
2.2.2 Rotor.....	17
2.2.3 Snímání polohy rotoru.....	18
2.2.4 Řízení EC motoru - komutace	19
2.3 Vlastnosti EC motorů se segmentovým statorem.....	20
2.3.5 Odvození indukovaného napětí	22
2.3.6 Odvození momentu pohonu	23
2.3.7 Pracovní oblast EC motoru	24
3. Excentricita	26
3.1 Statická excentricita.....	27
3.2 Dynamická excentricita	27
3.3 Výpočet radiálních sil F_x , F_y a UMP	28
4. Modelování a simulace elektromagnetické úlohy.....	29
4.1 Popis elektromagnetického pole	29
4.2 Metoda konečných prvků (MKP)	30
4.2.1 Generování prvků	31
4.2.2 Aproximace potenciálu	32
4.3 Hraniční podmínky (boundery condition)	34
4.3.3 Dirichletova okrajová podmínka:	34
4.3.4 Neumannova okrajová podmínka:	35
4.3.5 Newtonova okrajová podmínky	35
4.3.6 Periodická a aperiodická okrajová podmínka	35
4.4 Femm	35
4.4.7 Tvorba geometrie (preprocesor).....	36
4.4.8 Analýza a výpočet	37
4.4.9 Výstupní data (postprocesor)	38
5. Model.....	39
5.1 Modelování rotoru	40
5.1.1 Paralelní a radiální magnetizace.....	43
5.1.2 Reálná magnetizace	43

5.2 Model statoru	46
6. Simulace chodu EC motoru (radiální pulsace síly)	50
6.1 Symetrický rotor bez excentricity ve vzduchové mezeře	52
6.2 Symetrický rotor s excentricitou ve vzduchové mezeře	55
6.3 Nesymetrický rotor bez excentricity ve vzduchové mezeře	56
6.3.1 Posunutí pólu rotoru	57
6.3.2 Nerovnoměrnost magnetizace pólu rotoru	60
6.4 Nesymetrický rotor s excentricitou ve vzduchové mezeře	61
6.5 Porovnání mechanických momentů	61
7. Závěr	63
Seznam použité literatury	65
Příloha A – Změřený průběh indukce v okolí reálného rotoru	67
Příloha B – Paralelní polarizace rotoru	67
Příloha C – Radiální polarizace rotoru	68
Příloha D – Zpřesněný model polarizace rotoru použitý pro simulace	68
Příloha E – Porovnání indukce rotoru získané ze simulace a měření	69
Příloha F – Magnetické pole rotoru použitého v simulacích (příloha D)	70
Příloha G – Siločáry v okolí cívek statoru	70
Příloha H – Parametry neorientované oceli (zdroj: www.sura.se)	71
Příloha I – Model EC motoru	72
Příloha J – Magnetické pole EC motoru	72
Příloha K – Model EC motoru se statickou excentricitou	73
Příloha L – Síla F_x při statické excentricitě	73
Příloha M – Síla F_y při statické excentricitě	74
Příloha N – Podoba modelu s posunutým pólem rotoru	74
Příloha O – Síla F_y u modelu s posunutým pólem (sin)	75
Příloha P – Síla F_y u modelu s posunutým pólem (obd)	75
Příloha Q – Podoba modelu se sníženým účinkem magnetu	76
Příloha R – Síla F_x u modelu se sníženým účinkem pólu	76
Příloha S – Síla F_y u modelu se sníženým účinkem pólu	76
Příloha T – Porovnání momentových charakteristik	77
Příloha U – Obsah CD	78

Seznam obrázků:

Obr. 2.1: Motor BLDC používaný u HDD:	15
Obr. 2.2: EC motor se segmentovým statorem a vnějším rotorem [3]	16
Obr. 2.3: Řez motoru EC-powermax od firmy Maxon [3]	16
Obr. 2.4: Možné konstrukce rotoru (vnitřní provedení)	17
Obr. 2.5: Hallova sonda – umístění a výstupní signály	18
Obr. 2.6: Schéma návrhu resolveru	19
Obr. 2.7: Třífázové řízení – obdelníkové průběhy (vpravo) a sinusové průběhy (vlevo)	20
Obr. 2.8: Schéma řízení fází pomocí trojnásobného polovičního H mostu	20
Obr. 2.9: Segmentový stator s třífázovým vinutím.(převzato z [4])	21
Obr. 2.10: Rozložené vinnutí stroje, jeho projev při třífázovém řízení za podmínky počátečního natočení rotoru (U_{mag} značí magnetické napětí)	21
Obr. 2.11: Vzájemné působení statoru a rotoru v jednom komutačním úseku 60 °el. ...	22
Obr. 2.12: Pracovní oblast EC motoru [3]	25
Obr. 3.1 Ukázkové příklady excentricit. Vlevo je zobrazen vycentrovaný motor, dále statická (uprostřed) a dynamická (vpravo) excentricita	27
Obr. 4.1: Možné podoby konečných rovinných (a) a prostorových (b) prvků	31
Obr. 4.2: Aproximace potenciálu na prvku lineárními tvarovými funkcemi (a) a aproximace nad oblastí (b)	33
Obr. 4.3: Tvarová funkce na lineárním trojúhelníku	33
Obr. 5.1:Návrh konstrukce EC motoru bez rotorové části	39
Obr. 5.2: Postup řešení úlohy:	42
Obr. 5.3: Směry magnetizace v permanentním magnetu [14]:	42
Obr. 5.4: Pól rotoru s paralelní (nahore) a radiální (dole) polarizací.....	43
Obr. 5.5: Magnetizace rotoru s 6 póly (a) a vektory magnetizace rotoru (b) [15].....	44
Obr. 5.6: Magnetizace rotoru v programu FEMM – model, simulace a detail pólu.....	44
Obr. 5.7: Vhodné rozvržení polarizace segmentů jednoho pólu rotoru.....	45
Obr. 5.8: Výřez magnetické pole reálného nastavení polarizace pólu.....	45
Obr. 5.9: Porovnání průběhů indukce (dvou pólů rotoru) ve vzduchové mezeře změřené Hallovou sondou a simulované s Halbachovou polarizací na okraji pólu	46
Obr. 5.10: Model statoru typu jedna cívka na pólpár a fázi.....	46
Obr. 5.11: B-H křivka statorových plechů NO10	47
Obr. 6.1: Diagram Lua skriptu (makra) simulující úlohu v programech FEMM	50
Obr. 6.2: Průběhy mechanického momentu EC motoru během otáčky rotoru u symetrického motoru.....	52
Obr. 6.3: Radiální síla F_x u symetrického motoru.....	53
Obr. 6.4: Radiální síla F_y u symetrického motoru.....	53
Obr. 6.5: Velikost UMP u symetrického EC motoru při jedné otáčce rotoru.....	54
Obr. 6.6: UMP během otáčky motoru u statické excentricity	55
Obr. 6.7: Vliv velikosti statické excentricity na UMP	56
Obr. 6.8: Porovnání intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře u rotoru reálného a simulovaného (posun pólu = PosPol).....	57

Obr. 6.9: Průběh radiální síly F_x u modelu s posunutým pólem rotoru	58
Obr. 6.10: Průběh UMP jedné otáčky rotoru v polárních souřadnicích. Vektory značí počáteční orientaci UMP	58
Obr. 6.11: Průběh radiální síly F_y u modelu s posunutým pólem rotoru	59
Obr. 6.12: Průběh UMP u modelu s posunutým pólem rotoru	59
Obr. 6.13: Dynamická excentricita u rotoru se sníženou jakostí jednoho pólu	60
Obr. 6.14: Kombinace nesymetrie rotoru a excentricity ve vzduchové mezeře	61
Obr. 6.15: Momenty u modelu zatíženého motoru (obdelníkové fázové proudy)	62
Obr. 6.16: Momenty u modelu zatíženého motoru (sinusové fázové proudy)	62

Seznam tabulek:

Tab. 4.1: Ikony určené k návrhu geometrie	37
Tab. 4.2: Ikony pro zpracování úlohy	38
Tab. 4.3: Ikony pro zpracování výsledků (postprocessing)	38
Tab. 5.1: Parametry EC motoru.	39
Tab. 5.2: Geometrické parametry rotoru	41
Tab. 5.3: Podrobné informace o materiálu rotoru	41
Tab. 5.4: Parametry geometrie statoru	47
Tab. 6.1: Význam zkratk značících nastavení nesymetrií a excentricit	52
Tab. 6.2: Radiální síly u nezatíženého symetrického motoru	54
Tab. 6.3: UMP u symetrického motoru	54
Tab. 6.4: Hodnoty síly F_x u symetrického rotoru s excentricitou ve vzduchové mezeře	55
Tab. 6.5: UMP u symetrického rotoru s excentricitou ve vzduchové mezeře (Obd)	56
Tab. 6.6: Hodnoty UMP u modelu s posunutým pólem rotoru	60
Tab. 6.7: Hodnoty UMP u modelu s nerovnoměrnou magnetizací pólu rotoru	60
Tab. 6.8: Hodnoty UMP u modelu s posunutým pólem rotoru	61

Seznam zkratek

EC	elektricky komutovaný motor [Electronically Commutated]
BLDC	elektricky komutovaný stejnosměrný motor [BrushLess DC Motor]
DC	stejnoseměrný proud / napětí [Direct Current]
HDD	pevný disk [Hard Disk Drive]
PM	permanentní magnet [Permanent Magnet]
IPM	vnitřní permanentní magnety [Interior Permanent Magnet]
SPM	povrchově montované permanentní magnety [Surface-mounted Permanent Magnet]
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem [Insulated Gate Bipolar Transistor]
PWM	pulsně šířková modulace [Pulse Width Modulation]
UMP	nevyvážený magnetický tah [Unbalanced Magnetic Pull]
FFT	rychlá Furierova transformace [Fast Fourier Transform]
MKD	metoda konečných diferencí
MKP	metoda konečných prvků
CAD	Počítačové projektování [Computer aided design]

Seznam symbolů

Symbol	Veličina	Jednotka
a, b, c (A, B, C)	označení fází motoru	
L	indukčnost	H
U_i	elektrické napětí	V
I	elektrický proud	V
θ	úhel natočení rotoru	°
α	úhel	°
u_i	okamžitá hodnota napětí (i = a, b, c)	V
N	počet závitů	
Φ	magnetický tok	Wb
B	indukce magnetického pole	T
H	intenzita magnetického pole	$A \cdot m^{-1}$
D	indukce elektrického pole	$C \cdot m^{-2}$
E	intenzita elektrického pole	$V \cdot m^{-1}$
S	plocha	m^2
l	délka	m
x	šířka	m
t	čas	s
v	okamžitá rychlost	$m \cdot s^{-1}$
ω	mechanická úhlová rychlost	s^{-1}
r	poloměr rotoru	m
m	počet pólů rotoru	
F	síla	N
α	úhel	°
l	délka vodiče	m
M	moment síly	$N \cdot m$
K_M	momentová konstanta motoru	
ϵ	excentricita	m
γ	radiální síla	N

Symbol	Veličina	Jednotka
U_{mag}	magnetické napětí	A
l_m	axiální délka motoru	m
k_a, k_b, k_c	konstanty	
A	vektorový potenciál magnetického pole	$\text{Wb} \cdot \text{m}^{-1}$
φ	potenciál	V
ε	permitivita	$\text{F} \cdot \text{m}^{-1}$
μ	permeabilita	$\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$
σ_0	plošná hustota náboje v bodě 0	$\text{C} \cdot \text{m}^{-2}$
H_c	koercitivní síla	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$
Br	remanence - zbytková indukčnost	T
r	poloměr	m
β	zátěžný úhel	°
S_z	plocha průřezu závitů	m^{-2}
S_v	plocha průřezu vinutí	m^{-2}
J	proudová hustota	$\text{A} \cdot \text{m}^{-2}$
a_v	délka strany plochy průřezu vinutí	m
d_z	průměr závitů vodiče	m
F_x	síla působící ve směru osy x	N
F_y	síla působící ve směru osy y	N
UMP	nevyvážená magnetická síla	N
\bar{x}	střední hodnota	
\bar{s}	kvadratická chyba aritmetického průměru	
$\bar{\kappa}$	krajní chyba aritmetického průměru	

1. Úvod

Motory využívající elektrickou komutaci (EC) prochází stálým vývojem. Projevem je zvyšování otáček rotoru, účinnosti a případné úpravy parametrů na míru určité aplikaci. Inovace přináší řadu překážek, které je třeba predikovat a odstranit dříve, než nastane reálné testování navrhovaného stroje. V některých případech se mohou projevit nežádoucí děje až při aplikaci motoru, přičemž nemusí být vždy jednoduše identifikovatelné. V těchto situacích přichází na řadu simulace, přičemž řešení problému se může ubírat více směry. Například pro odhalení chyb v řízení jsou vhodné matematické modely, mnohdy vytvořené v prostředí MATLAB Simulink. Je-li předpokládán problém v materiálových vlastnostech nebo geometrii, využívá se specializovaných modelovacích programů pracujících nejčastěji s metodou konečných prvků.

Zkoumaným objektem je elektricky komutovaný motor vyvinutý v komerčním sektoru, který dosahuje vysokých otáček ($> 100\,000$ ot./min). Pohon vykazuje vysokou citlivost na mechanické provedení, proto v některých případech dochází ke vzniku vibrací, které svým působením znemožňují správnou funkci motoru. Požadavkem je odhalit zdroj těchto vibrací, přičemž prvotní podezření směřuje na rotorovou část.

Problematikou vibrací z hlediska frekvenční analýzy se zabývá literatura [5]. Dorrel a spol. ve své práci dále zkoumají modely motoru vyšetřované konečnými prvky za účelem získání průběhu radiálních sil, které tvoří vibrace. Radiální síly jsou popisovány jako nevyvážený magnetický tah, zkráceně nazývaný UMP. Velikost UMP je spjata s nesymetrií v motoru projevující se vznikem tzv. excentricity, respektive nerovnoměrného rozložení vzduchové mezery mezi rotorem a statorem. Smith společně s Dorrellem naznačují možný analytický výpočet UMP v [6].

Cílem práce je vytvoření modelu EC motoru na základě dostupných parametrů reálné předlohy, seznámit se s problematikou nesymetrií motoru a vybrané příčiny aplikovat do modelu. Dalším cílem je analyzovat získaná data z uskutečněných simulací a vyhodnotit vliv nesymetrií, respektive excentricity, na velikost UMP.

2. Elektricky komutovaný motor (EC,BLDC)

Bezkartáčový stejnosměrný motor, ve zkratce nazývaný BLDC (Brushless Direct Current), vychází do jisté míry z motorů s mechanickým, komutátorovým provedením. Literatura není úplně sjednocena v názvosloví tohoto typu motoru, proto se lze setkat se zkratkou EC (Electronically Commutated), vycházející z principu elektrické komutace.

Předchůdce BLDC je klasický stejnosměrný motor, jehož slabina spočívá v mechanickém provedení komutace. Komutátor je tvořen spojením izolovaných lamel s kartáči (například uhlíkovými sběrači), čímž při otáčivém pohybu dochází k tření a vlivem napětí k jiskření. Důsledkem je snížení celkové životnosti rotoru, vznik elektromagnetického rušení a v neposlední řadě pokles účinnosti vlivem tření. Snaha nahradit nežádoucí, mechanický komutátor důmyslnějším provedením a přitom zachovat kladné vlastnosti klasického stejnosměrného motoru vedla k čistě elektronicky řízené komutaci. BLDC motor si tedy převzal pozitivní vlastnosti svého předchůdce, dosáhl poměrně vysokého kroutícího momentu při malé hmotnosti pohonu a velkého rozsahu otáček, přitom odstranil poruchovou mechanickou část. V konečném důsledku tak došlo ke snížení poruchovosti.

Nevýhodou BLDC motorů jsou vyšší pořizovací náklady ovlivněné zejména náročnější technologií (řídící jednotka, snímače natočení) a použitými materiály (často magnety ze vzácných zemin). Přesto se zvyšujícím se počtem vyrobených kusů pořizovací cena klesá, zatímco platby za údržbu elektrických zařízení s malou životností jsou vysoké. Navíc vlivem vyšší účinnosti šetří náklady za dodanou elektrickou energii.

Pozitivním faktorem je přítomnost řídící jednotky v mnoha aplikacích, kde začala naplňovat potřebu dosažení kvalitnější regulace. Konkrétním příkladem je využití BLDC motoru v záznamovém zařízení, respektive v hardwarovém disku, kde musí splňovat hned několik požadavků. Disk má dosahovat vysokých otáček, disponovat nemalou akcelerací, přitom musí být zajištěna polohová přesnost a spolehlivost.

Našla by se celá škála dalších konkrétních příkladů, jelikož rozsah aplikačních oblastí EC motorů je velký. Využití nacházejí v leteckém průmyslu, automobilové technice, robotice, lékařství, průmyslové automatizaci, přístrojové technice a mnoha dalších odvětvích.

2.1 Historie

Na počátku historie BLDC motoru stál vynález z roku 1856, kdy německý vynálezce Ernest Werner von Siemens ukázal světu stejnosměrný motor s kartáčovou komutací. Další milník učinil v roce 1888 slavný Nikola Tesla. Objevil, že lze vytvořit točivé magnetické pole pomocí střídavého proudu s fázovým posunem, čímž nastolil revoluci se svými indukčními motory. Koncem 19. století zefektivnil Siemensův kartáčový komutátor Ward Leonard. Podoba motoru se od té doby výrazně nezměnila.

První zmínky o BLDC se datují do roku 1962, jak uvádí zdroj [1], kdy T.G. Wilson a P.H. Trickey, hnáni myšlenkou nahradit problémový komutátor s nízkou životností, vynalezli stejnosměrný motor s polovodičovou komutací. Přitom kladné vlastnosti původního stejnosměrného motoru byly do jisté míry zachovány. Následoval strmý vývoj a rozšíření těchto pohonů do mnoha odvětví, kde klasické kartáčové motory představovaly problém. Další velký pokrok zaznamenaly na začátku 80. let minulého století, kdy se zlepšila dostupnost permanentních magnetů. BLDC motory s kombinací vysokonapěťových tranzistorů začaly dosahovat vyšších výkonů.

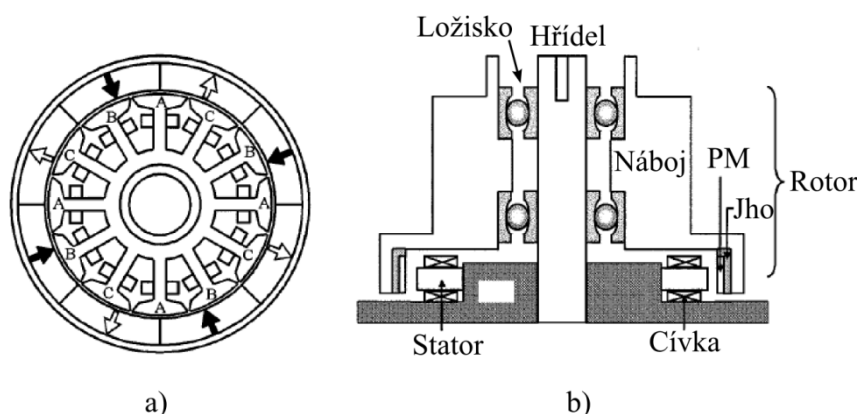
Téměř v každé domácnosti se lze setkat s přístrojem, který využívá elektricky komutovaný motor. Běžně se lze setkat s použitím např. v pevných discích, nebo videokamerách a videorekordérech s magnetickou hlavou, které vyžadují konstantní otáčky.

2.2 Konstrukce motoru – mechanické vlastnosti

Konstrukci motoru lze rozdělit na základní části, nejčastěji na stator, rotor a řídicí jednotku. Každý funkční pohon s EC motorem má obsahovat tři důležité komponenty: řídicí elektroniku vytvářející komutaci, stejnosměrný zdroj a snímače polohy rotoru.

BLDC motor vychází z klasického synchronního motoru, ve kterém se rotor otáčí synchronními otáčkami. Ukázkový příklad BLDC pohonu obsahuje obr. 2.1- motor využívaný v mechanických discích počítače. Rotor je tvořen nejčastěji permanentními magnety (méně vhodnou variantou může být využití elektromagnetů). Stator synchronního motoru obsahuje vinutí napájené střídavým proudem. Komutaci u EC motorů zajišťuje připojená řídicí jednotka.

Proti nežádoucím vlivům a případným chybám lze aplikovat nejrůznější ochrany již v programovém vybavení tak, aby možnost poškození motoru byla minimalizována.



Obr. 2.1: Motor BLDC používaný u HDD:
a) Osmi-pólový, 12 slotový BLDC motor
b) Mechanická struktura HDD

Podobně jako střídavé motory mohou mít i EC motory několikařázové vinutí napájené z výkonového elektronického modulu. V závislosti na požadované činnosti motoru řídí proudy vinutí výkonový elektronický modul. Informaci o poloze rotoru zpravidla zajišťuje optické, indukční nebo magnetické čidlo.

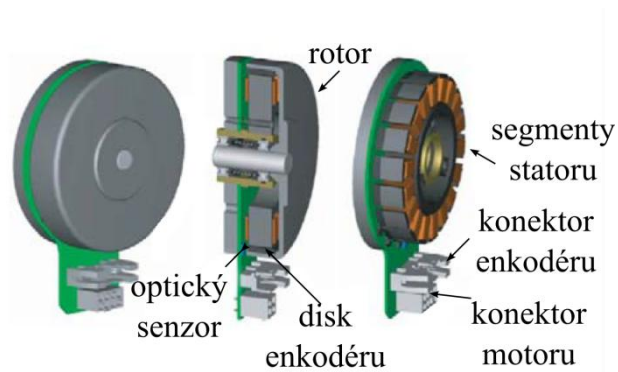
Možné rozdělení EC motorů dle konstrukce ¹⁾:

- Válcové
- Diskové
- S rotorem vnitřním - homogenním vinutím statoru
- S rotorem vnějším - vinutím na pólech statoru

2.2.1 Stator

Vlivem elektrické komutace je vinutí umístěné na statoru, odkud je připojeno na napájecí zdroj, respektive řídicí jednotku. Statorové vinutí může být konstruované jako homogenní, u kterého jsou dvě možná provedení. První variantou je instalování vodičů do drážek paketu (jádra), nebo existuje možnost umístění splétaného vinutí pod jádro statoru. Kromě homogenního provedení se často využívá i tzv. segmentový stator. Vinutí je namotáno na samostatné cívky, které jsou nasazeny na trny a rovnoměrně rozmístěny okolo statoru, viz obr. 2.2.

¹⁾ Motory EC lze rozdělit do skupin pomocí různých parametrů. Nejčastěji se používá dělení podle výkonu nebo otáček, přičemž jejich jmenovitá napětí nabývají hodnoty od 1 až do 48 V (záleží na údajích výrobce). Jmenovité otáčky se mohou pohybovat od cca 1000 ot./min až po 100 000 otáček za minutu.

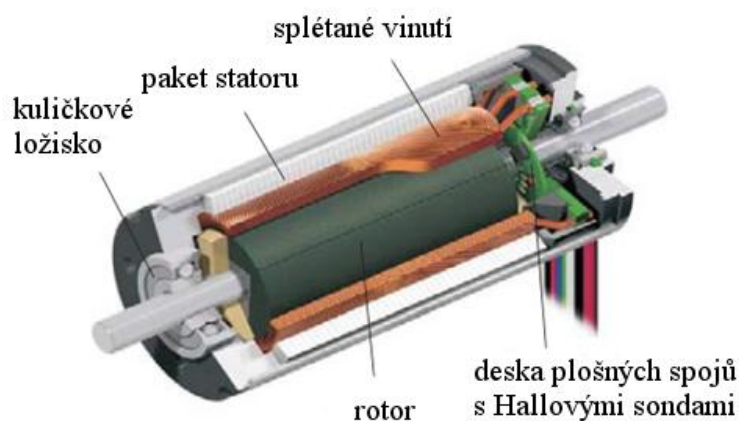


Obr. 2.2: EC motor se segmentovým statorem a vnějším rotorem [3]

Jednotlivé vodiče jsou zapojeny ve většině případů do hvězdy, eventuálně do trojúhelníku. Satorové vinutí je napájeno nejčastěji třemi fázemi, ale existuje řada jiných variant. U malých zatížení postačí k vytvoření točivého magnetického pole dvě fáze, pro střední výkony tři fáze a v náročnějších aplikacích, kde jsou požadavkem například i hladké momenty, může dosahovat počet fází čtyř a více.

Materiál magnetického obvodu se volí podle toho, zda procházející magnetický tok je stejnosměrný nebo střídavý, podrobně je problematika zpracována v [2]. Vhodným materiálem u stejnosměrných motorů je měkká ocel. Z té se vyrábějí především satorová jádra a části koster. Pro vedení střídavého magnetického toku v jádře satoru se používají výhradě svazky vzájemně izolovaných plechů s co největší magnetickou vodivostí a zároveň velkým elektrickým odporem. Důvodem je snížení ztrát vířivými proudy. Ukázka provedení satoru se splétaným vinutím je uvedena na obr. 2.3. Vinutí vsypané do drážek má dvě typové konstrukce:

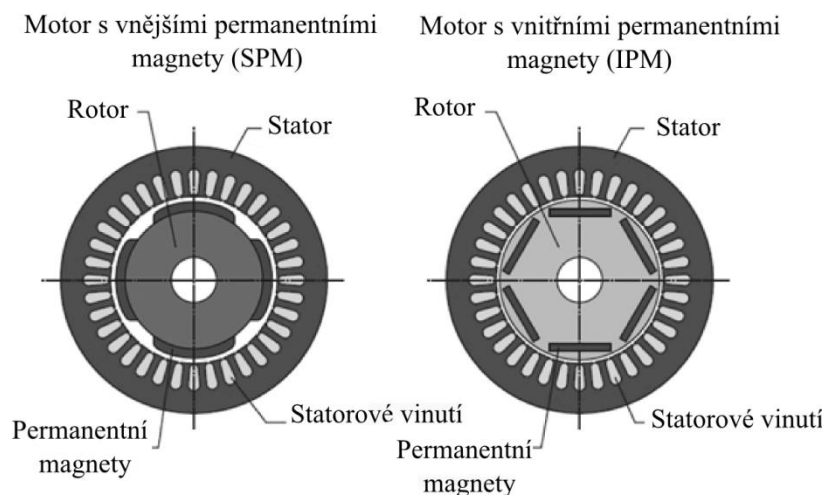
- vinutí s jednou drážkou na jeden pól a fázi
- vinutí se dvěma drážkami na jeden pól a fázi



Obr. 2.3: Řez motoru EC-powermax od firmy Maxon [3]

2.2.2 Rotor

Otáčivá část motoru bývá nazývána rotor, může obsahovat elektromagnetické buzení nebo permanentní magnety (PM). Elektromagnetické buzení není příliš rozšířené vlivem potřeby stálého napájení a ohmickým ztrátám ve vinutí. Důsledkem ztrát dochází ke snížení celkové účinnosti motoru.



Obr. 2.4: Možné konstrukce rotoru (vnitřní provedení)

Nejčastěji se lze setkat s konceptem obsahující permanentní magnety vyráběné z různých materiálů. Levnější varianty využívají slabší ferity, vzhledem k rozměrům jsou však výhodnější materiály na bázi vzácných zemin: neodymové magnety (NdFeB: neodym-železo-bór), samariové magnety (SmCo: samarium-kobalt). Dosahují velkého magnetického napětí při dané indukci a při relativně malé délce magnetu. Samotný materiál magnetu má relativní permeabilitu blízkou 1 (obdobně jako vzduch). Tato vlastnost je vhodná z důvodu snížení šířky vzduchové mezery. Kvalita magnetu je určena z průběhu demagnetizace v hysterezních křivkách, kde hodnota koercitivní síly H_c určuje bod vyrušení remanentní (zbytkové) indukce B_r . Rotor by měl obsahovat minimálně jednu pólovou dvojici, maximální počet dvojic není omezen.

Permanentní magnety se obvykle používají ve dvou typech provedení (viz. obr. 2.4). Podle způsobu montáže dochází k rozdělení na povrchově montované magnety (Surface-mounted Permanent Magnet – SPM) a dovnitř zapuštěné magnety (Interior Permanent Magnet – IPM). Výrobně jsou náročnější IPM, jelikož SPM jsou většinou fixovány k povrchu pomocí lepidla. IPM vykazují vyšší odolnost a vlivem spojení magnetického a reluktančního momentu generovaného magnetickou nesymetrií dosahuje vysokých točivých momentů [16].

Rozdíl v umístění magnetů rotoru se projeví v hodnotě indukčnosti vzduchové mezery. Permeabilita uvnitř magnetu dosahuje hodnoty blízké jedné, tedy podobné vodivosti vzduchu. Zatímco u SPM se indukčnosti během otáčky nemění, u IPM vlivem vyšší permeability ochranného materiálu (např. železných plechů) dochází ke kolísání indukčnosti. Této vlastnosti využívá vektorové řízení v otevřené smyčce k detekci polohy [16].

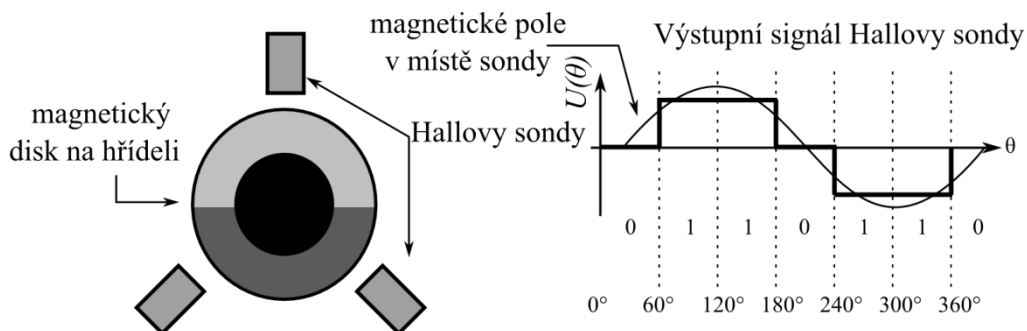
2.2.3 Snímání polohy rotoru

Optimální řízení EC motorů pomocí zpětné vazby vyžaduje přesné informace o poloze rotoru. Nejčastěji zajišťují tuto činnost snímače magnetické, fotoelektrické nebo optické. Optické senzory mají výhodu ve vysokém rozlišení a přesnosti měření, jsou však velice náchylné na čistotu pracovního prostředí. U středních a menších EC motorů se často využívají senzory magnetické, nejrozšířenějšími jsou Hallova sonda a resolver. Podrobněji jsou senzory rozepsány níže.

U třífázového buzení obdélníkovým signálem existuje možnost zjištění pozice bez sensorové jednotky pomocí nepřipojené třetí fáze. Vlivem pohybu rotoru dochází k indukování elektromotorického napětí ve volné fázi.

Hallova sonda:

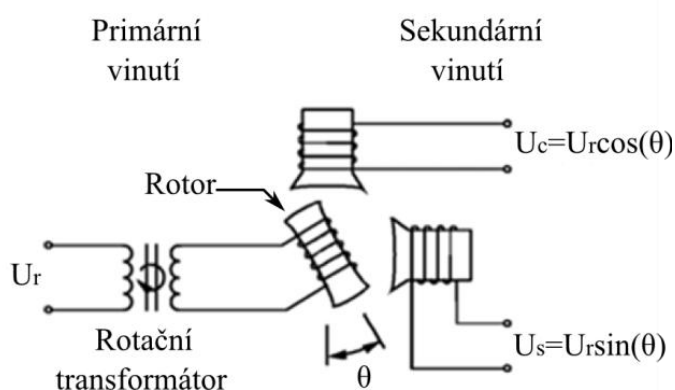
Sondy snímají intenzitu magnetického pole rotoru, výstupní napětí dále tvarují do obdélníkového signálu (logických hodnot „0“ a „1“). Principiálně je často uváděn příklad dvoupólového motoru s třemi Hallovy sondami. Signál z každého snímače se mění během jedné otáčky dvakrát. Průběhy napětí z instalovaných sond jsou navzájem posunuty o 120° , jak je patrné z obr. 2.5. Řídicí jednotka využívá v některých případech i sestupných a náběžných hran, proto může během jedné otáčky určit až šest poloh rotoru.



Obr. 2.5: Hallova sonda – umístění a výstupní signály

Resolver

Stejně jako u Hallovy sondy se jedná o indukční snímač, ale v tomto případě je výstupní signál analogový. Resolver uvedený na obr. 2.6 tvoří primární cívka napájená střídavým proudem a dvě sekundární cívky navzájem posunuté o 90° . Transformací přes vzniklé magnetické pole se na sekundárních cívkách indukuje napětí dvou funkcí: $\sin\theta$ a $\cos\theta$. Z těchto dvou informací lze vyjádřit úhel θ , respektive natočení rotoru.

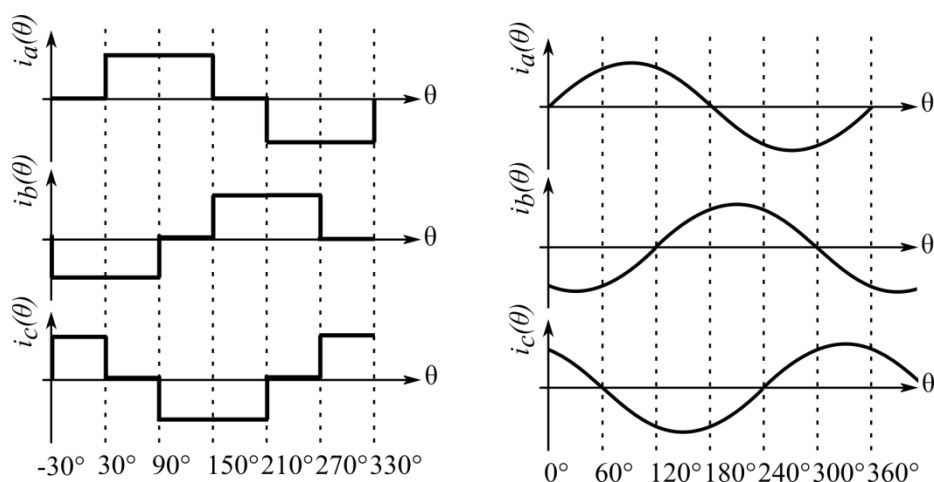


Obr. 2.6: Schéma návrhu resolveru

2.2.4 Řízení EC motoru - komutace

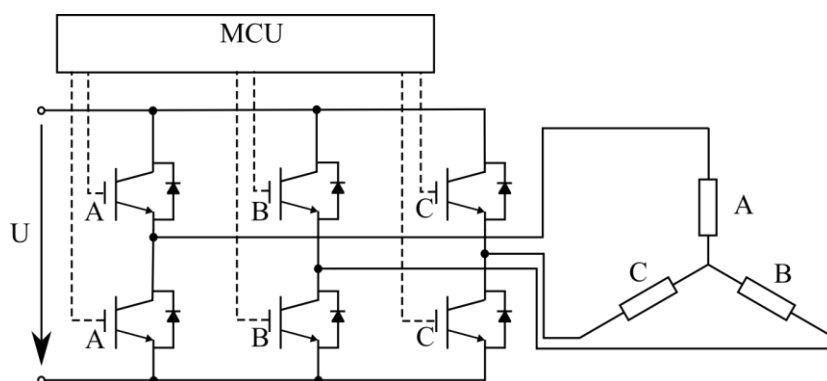
Ideálního řízení z hlediska konstantního momentu nezávislého na úhlu natočení lze dosáhnout harmonickými fázovými proudy. Ovládací algoritmus musí mít k dispozici spojitou informaci o aktuální poloze rotoru v každém okamžiku běhu EC motoru, čímž klade veliké nároky na snímací senzory. U méně náročných aplikací, které nejsou náchylné na zvlnění momentu, lze vinutí napájet fázovými proudy s obdélníkovým průběhem.

Komutaci sinusovým a obdélníkovým průběhem uvádí obr. 2.7. Při řízení harmonických fázových proudů jsou ve zpětné vazbě využívány resolvery nebo inkrementální snímače, umožňující detekovat polohu rotoru během celé otáčky. Komutace obdélníkovým průběhem často využívá Hallovy sondy, které poskytují v diskrétních hodnotách informaci o dosažení polohy pro změnu stavu fázových proudů.



Obr. 2.7: Třífázové řízení – obdelníkové průběhy (vpravo) a sinusové průběhy (vlevo)

Proudy v cívkách statoru regulují spínacími tranzistory (Mosfet - IGBT) zapojené do tzv. trojnásobného polovičního H mostu, uvedeném na obr. 2.8. Každá dvojice spínacích tranzistorů ovládá jednu fázi tak, aby z emitorů vystupoval signál uvedený na obr. 2.7. Průběh může být dále regulován pulsně šířkovou modulací (PWM: Pulse-Width Modulation).

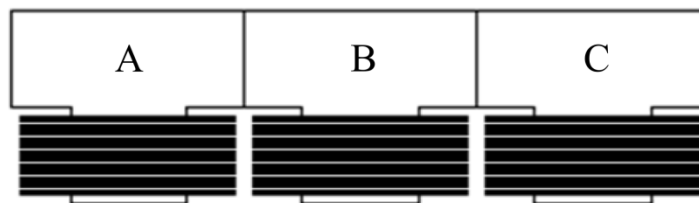


Obr. 2.8: Schéma řízení fází pomocí trojnásobného polovičního H mostu

2.3 Vlastnosti EC motorů se segmentovým statorem

(čerpáno z [4]).

Vinutí se segmentovým statorem je tvořeno samostatnými cívkami, nedochází tak ke křížení čel jednotlivých cívek. Vinutí je nasunutě na trny (nástavce, zuby) statorového jádra. Jednotlivé segmenty jsou připojeny k odpovídající fázi a vyplňují rovnoměrně celý stator. V rozvinutém stavu získává stator podobu uvedenou na obr. 2.9.

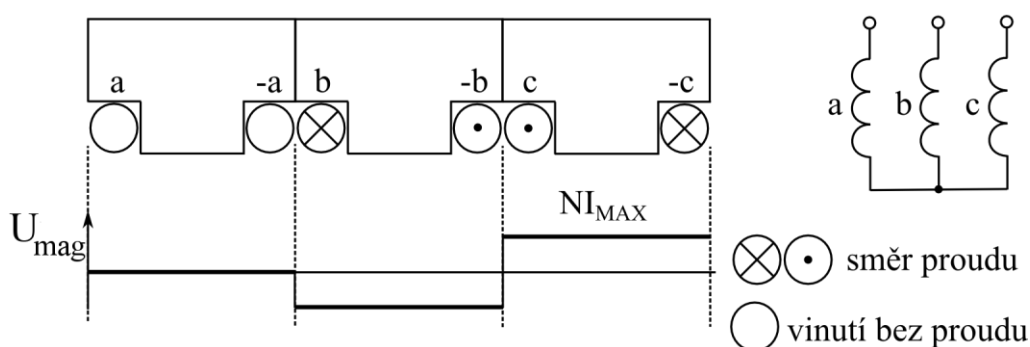


Obr. 2.9: Segmentový stator s třífázovým vinutím.(převzato z [4])

Toto uspořádání má výhodu zejména při navíjení cívek, kdy odpadá nutnost vsypávat vodič do drážek. Zmenší se i objem odpadu při ražení statorových plechů (segmentů) v porovnání s původním kruhovým tvarem. Poklesnou také ohmické ztráty vlivem redukce délky vodičů neužitečných čel vinutí, tedy nastane snížení tepelných ztrát. Zároveň poklesne velikost zástavného objemu stroje vlivem eliminace křížení čel.

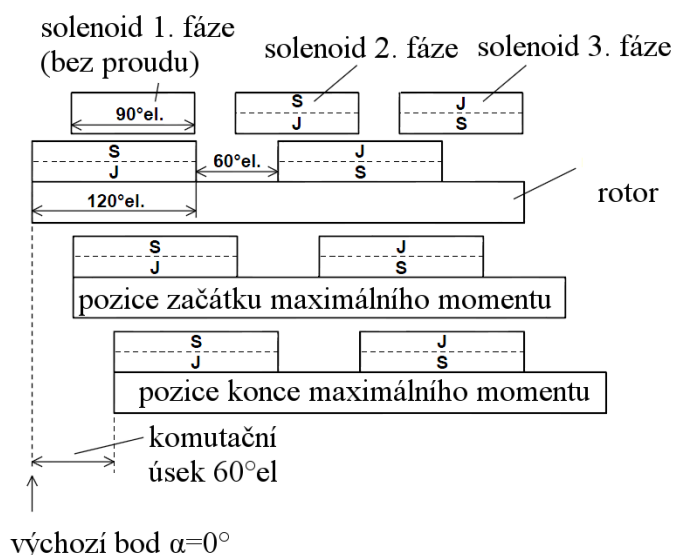
Oproti harmonickému vinutí lze touto konstrukcí dosáhnout zvýšení jmenovitého momentu, přičemž je brán ohled na zachování konstantních ohmických ztrát ve vinutí a stejného zastavěného objemu stroje. Používají se různé poměry cívek na pól-pár a fázi.

Řez rozloženým segmentovým statorem je uveden na obr. 2.10. Zachycuje stav, ve kterém protéká jednotlivými fázovými vinutím proud při $\theta = 0^\circ$ (nulové natočení rotoru) dle řízení uvedeném na obr. 2.7. V ideálním případě cívky ve svém okolí generují magnetické pole o indukci B , kde indukční čáry mají orientaci danou směrem protékajících proudů.



Obr. 2.10: Rozložené vinnutí stroje, jeho projev při třífázovém řízení za podmínky počátečního natočení rotoru (U_{mag} značí magnetické napětí)

Nahradíme-li cívky permanentními magnety s odpovídající remanentní indukcí, můžeme následně porovnat ovlivnění statorového a rotorového pole, viz obr. 2.11. Na základně reakcí mezi poli rotoru a statoru jsou patrné vzájemné silové (momentové) účinky.



Obr. 2.11: Vzájemné působení statoru a rotoru v jednom komutačním úseku 60 °el.

2.3.5 Odvození indukovaného napětí

(čerpáno z [4])

Pro odvození průběhu a velikosti indukovaného napětí v literatuře [4] je brán ohled na příspěvek indukovaného napětí každého statorového pólu zvlášť. Pro indukované napětí jedné cívky s N závitů platí:

$$u_i(t) = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.1)$$

Průchodem magnetů rotoru kolem čel cívek dochází k časové změně budícího magnetického toku Φ . Při zanedbání rozptylu toku do prostoru lze konstatovat, že velikost proudícího magnetického toku vinutím je přímo úměrná okamžité ploše překrytí čela s plochou povrchu magnetu.

Předpokladem následujících výpočtů je homogenita budícího pole v prostoru vzduchové mezery. Pro jednoduchost řešení nahrazuje otáčivý pohyb s konstantní úhlovou rychlostí ω pohyb posuvný s obvodovou rychlostí v . Dále se předpokládá, že plocha překrytí čela cívky s povrchem magnetu má obdélníkový tvar (namísto lichoběžníkového) o aktivní délce l a šířce x (orientované ve směru pohybu).

Špičková hodnota indukovaného napětí ve vinutí druhé fáze nastane ve stavu maximálního momentu - třicetistupňový úsek mezi polohou nakreslenou uprostřed a dole na obr. 2.11. Příspěvek k celkovému toku cívky od prvního magnetu je dán vztahem:

$$\Phi_1(t) = B \cdot l \cdot x_1(t) \quad (2.2)$$

Parametru x_1 určuje délku překrytí prvního pólu s čelem cívky. Magnetický tok druhého pólu (vpravo) má opačný směr vlivem inverzní polarit magnetu, proto platí:

$$\Phi_2(t) = -B \cdot l \cdot x_2(t) \quad (2.3)$$

Kde x_2 značí délku překrytí druhého pólu s čelem cívky. Pro časovou změnu příspěvků Φ_1 a Φ_2 pak platí:

$$\frac{d\Phi_1}{dt} = B \cdot l \cdot \frac{dx_1}{dt} = B \cdot l \cdot v \quad (2.4)$$

$$\frac{d\Phi_2}{dt} = -B \cdot l \cdot \frac{dx_2}{dt} = -B \cdot l \cdot (-v) = B \cdot l \cdot v \quad (2.5)$$

Časová změna celého magnetického toku cívky je dána:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} = 2Blv \quad (2.6)$$

Dosazení do (2.1) umožňuje získat vztah pro špičkovou hodnotu indukovaného napětí příslušné cívky:

$$U_{imax1} = 2BlvN = 2Bl\omega rN \quad (2.7)$$

Kde ω je mechanická úhlová rychlost a r je poloměr rotoru. Obsahuje-li stator více statorových pólových vinutí spojených do série a m pólů, pak špičková hodnota napětí každé fáze musí být:

$$U_{imax1} = 2Bl\omega rN \frac{m}{2} = B \cdot l \cdot \omega \cdot r \cdot N \cdot m \quad (2.8)$$

Aplikováním superpozice na průběhy u_{i1} a u_{i2} získáme průběh sdruženého indukovaného napětí při zapojení do hvězdy. Špičková hodnota je dána:

$$U_{imax} = 1,5 \cdot B \cdot l \cdot \omega \cdot r \cdot N \cdot m \quad (2.9)$$

2.3.6 Odvození momentu pohonu

Vychází se z úvahy vzájemného působení dvou magnetických polí, které vyvolá moment síly působící na rotor. Zatímco při odvození indukovaného napětí nepůsobilo

žádné buzení na cívce o dané fázi, nyní se předpokládá jeho napájení stejnosměrným proudem. Vyvolané magnetické pole pak působí proti otáčejícímu se magnetickému poli rotoru.

Odvození probíhá ve vybraném komutačním úseku za předpokladu buzení cívek odpovídajícími proudy v souladu s obdélníkovým průběhem na obr. 2.7. První fáze je bez proudu, takže se na celkovém momentu podílí pouze druhá a třetí fáze.

Využijeme vzorec pro sílu působící na vodič s proudem v magneticky lineárním prostředí podle Lorentzova zákona, kde l je délka vodiče:

$$F = BIl \quad (2.10)$$

Pak se tento silový účinek projeví na rotoru jako moment síly M :

$$M = Fr = BIlr \quad (2.11)$$

Maximální moment M_1 je dosažen při interakci cívky s oběma magnety:

$$M_1 = 2BI_{\max}lrN \quad (2.12)$$

Kde I_{\max} je velikost fázového proudu. Obsahuje-li rotor m pólů, výsledný moment M_{m1} každé fáze bude:

$$M_{m1} = 2BI_{\max}lrN \frac{m}{2} = BI_{\max}lrNm \quad (2.13)$$

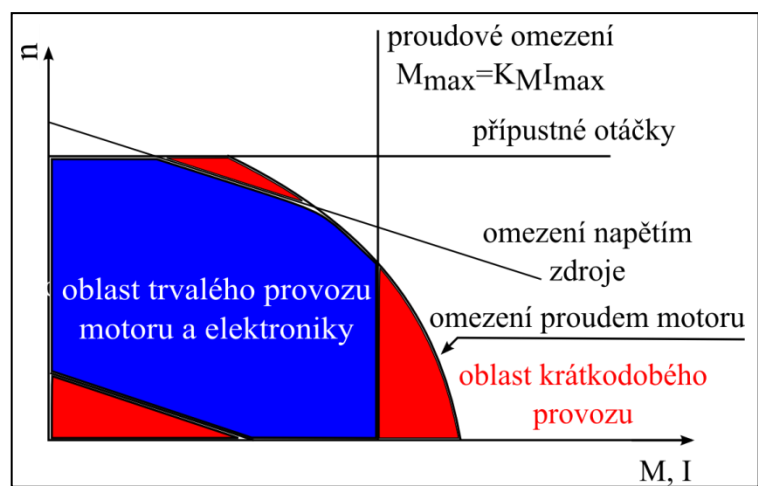
Pro střední hodnotu celkového momentu stroje platí podle [4] :

$$M_{stř} = 1,25BI_{\max}lrNm \quad (2.14)$$

Získané rovnice odpovídají zvolené volbě krytí, která byla vybrána z hlediska eliminace reluktančního momentu.

2.3.7 Pracovní oblast EC motoru

Oblast trvalého provozu EC motoru je uvedena na obrázku obr. 2.12. Červená barva značí oblasti, které nejsou určeny k trvalému provozu motoru. Nedodržení proudového omezení může mít za následek přehřátí motoru, nebo v horším případě mechanické poškození. Stejně omezení platí i pro zátěžný moment, který je s proudem svázán momentovou konstantou. Horní hranice pracovní oblasti je určena přípustnými otáčkami rotoru. Ochranu u většiny EC motorů zajišťuje řídicí jednotka nastavením přípustných otáček i trvalých proudů. V některých případech lze povolit i překročení mezního proudu s respektováním krátkodobého zatížení.



Obr. 2.12: Pracovní oblast EC motoru [3]

3. Excentricita

Slovník české literatury přiřazuje pojmu excentricita významy: výstřednost a odchylnost. Popisem a výpočtem její míry se zabývá David G. Dorrell v článcích [5]-[6]. V případě elektrických pohonů, ať už se jedná o asynchronní nebo synchronní, je excentricita definována jako vzájemné odchýlení středových os rotoru a statoru. Excentricitu může vykazovat i nově vyrobený funkční pohon, u kterého má povolená hodnota odchýlení hranici maximálně 10 %, jak uvádí [5]. Vlivem výstřednosti dochází k nesymetrickému rozložení magnetického pole uvnitř motoru, čímž vzniká síla vychylující rotor z centra motoru. Odstředivá síla bývá nazývána nevyváženým magnetickým tahem, zkráceně UMP (Unbalanced Magnetic Pull). Nepříjemným a zároveň často dobře detekovatelným projevem UMP jsou vibrace pohonu.

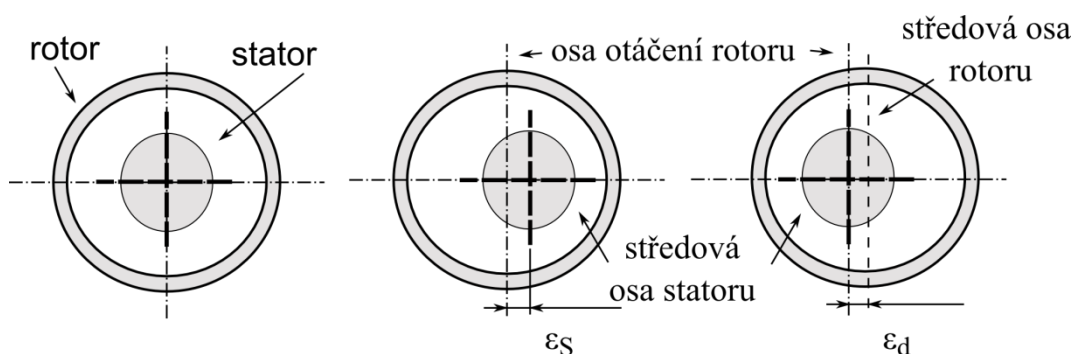
Praktické zjištění přítomnosti a míry UMP řeší spektrální (frekvenční) analýzy proudů na svorkách a analýzy vysokofrekvenčních vibrací. Algoritmy výpočtu UMP vychází z modulace magnetické vodivosti vzduchové mezery. Metoda rozkládá magnetickou vodivost pomocí Fourierovy transformace (FFT) na harmonické složky, přičemž některé složky ovlivňují přítomnost excentricity u rotoru a ostatní mění provedení statoru. U motorů s permanentními magnety je častým zdrojem vibrací nesymetrie magnetického pole vytvořené rotorovými póly.

Podle způsobu projevu dochází k rozdělení excentricity na dva druhy: statickou a dynamickou. Jejich popis, projevy a příčiny vzniku jsou vysvětleny v následujících podkapitolách. Podrobná znalost UMP je velmi důležitá z hlediska diagnostiky a předvídání stavu motoru. Při překročení určité hodnoty nedochází jenom k vibracím, ale může nastat i trvalé poškození samotného pohonu. Problém nejlépe popisuje rovnice (3.1) interpretující poměrnou velikost excentricity ke vzdálenosti mezi rotorem a statorem. Pokud výsledek dosahuje jedničkové hodnoty, pak nejpravděpodobněji došlo ke střetu rotoru se statorem.

$$\epsilon_s + \epsilon_d < 1 \quad (3.1)$$

ϵ_s – stupeň statické excentricity

ϵ_d – stupeň dynamické excentricity



Obr. 3.1 Ukázkové příklady excentricit. Vlevo je zobrazen vycentrovaný motor, dále statická (uprostřed) a dynamická (vpravo) excentricita

3.1 Statická excentricita

Statická excentricita ve vzduchové mezeře nemění svoji orientaci ani polohu. Její podobu uvádí obr. 3.1. Osa otáčení rotoru a centrální osa statoru jsou od sebe vzdáleny, čímž vzniká statická vzduchová mezera. Vlivem nesouososti dochází k nerovnoměrnému rozložení magnetického pole uvnitř motoru, což má za následek vznik UMP.

Statická excentricita může být způsobena nedodržením výrobních odchylek (nejistot), vadným uchycením statoru nebo následkem nepřesného spojení rotoru s poháněnou soustavou. Z elektrického hlediska se může vyskytovat při poruše alespoň jedné z cívek, například zkratem ve vinutí.

3.2 Dynamická excentricita

Dynamická excentricita se projevuje pohybem vzduchové mezery mezi statorem a rotorem během otáčení motoru: Mezera mění tedy svojí orientaci i polohu. Stejně jako v případě statické excentricity jsou jednotlivé osy rotoru a statoru od sebe vzdáleny, u dynamické excentricity je osa otáčení ve středu statoru. Příčinou jejího vzniku může být nedodržení výrobních odchylek nebo nepřesné spojení rotoru s poháněnou částí. Například rotor připojený na pokřivenou hřídel, při jejímž otáčení vzniká efekt dynamické excentricity na motoru.

Dynamická excentricita je nejčastěji způsobena nesymetrií na rotoru. Například posunutím pólů nebo snížením magnetického pole vlivem materiálových vad. Příčinou rozkmitání rotoru může být také dosažení kritické rychlosti otáčení.

3.3 Výpočet radiálních sil F_x , F_y a UMP

Výpočtu UMP se podrobněji věnuje literatura [6]. Smith a Dorrell v této práci odvozuji velikost UMP z koncentrace toku ve vzduchové mezeře, který generují pólové dvojice při počtu větším než jedna. Odvození velikosti excentricity z rozložení indukce se zabývá literatura [8]. Využívá bilineární transformaci mezi soustavou s vycentrovaným a nevycentrovaným motorem a ze znalosti hodnoty indukce ve vzduchové mezeře vyvozuje velikost excentricity, respektive hodnotu radiální síly.

Postup výpočtu UMP vychází ze znalosti Maxwellova tenzoru napětí, který modifikujeme pro výpočet radiální (index n) a tangenciální (index t) síly působící na rotor:

$$\gamma_n = \frac{(b_n^2 - b_t^2)}{2\mu_0} \quad (3.2)$$

$$\gamma_t = \frac{b_n b_t}{\mu_0} \quad (3.3)$$

kde komponenta normálové indukce b_n je pozitivní v radiálním směru, tečná indukce b_t je pozitivní v pravotočivé soustavě. Obě představují aktuální hodnoty indukce (v čase t) v bodě určeném vzdáleností k . Tangenciální síla u téměř vycentrovaného rotoru může být zanedbána, ale se stoupající excentricitou stoupá i její význam. Výsledné síly v horizontálním (index y) a vertikálním (index x) směru získáme:

$$F_x = l_m \int_0^{2\pi r} \left(\gamma_n \cos\left(\frac{k}{r}\right) - \gamma_t \sin\left(\frac{k}{r}\right) \right) dk \quad (3.4)$$

$$F_y = l_m \int_0^{2\pi r} \left(\gamma_n \sin\left(\frac{k}{r}\right) + \gamma_t \cos\left(\frac{k}{r}\right) \right) dk \quad (3.5)$$

kde r je poloměr kruhu, l_m je axiální délka (hloubka rotoru), k je linearizovaná vzdálenost okolo kruhu. Velikost vektoru UMP je pak dána:

$$UMP = \sqrt{F_x^2 + F_y^2} \quad (3.6)$$

4. Modelování a simulace elektromagnetické úlohy

Prvním krokem je nahrazení fyzikálně reálného systému jeho modelem, přičemž obraz přebírá pouze důležité vlastnosti od své skutečné předlohy a ty méně významné jsou zanedbány. Originál i objekt zkoumání (model) prochází vývojovými ději, ve kterých určitému stavu originálu lze přiřadit stav modelu. Míra, do jaké jsou tyto stavy podobné, vychází z požadované přesnosti, respektive z difference modelu se zkoumaným objektem a ze zvolené výpočetní metody (více v [9]).

Mezi hlavní důvody experimentování s modelem oproti přímé fyzikální realizaci patří ekonomická hlediska, optimalizace a verifikace. V určitých případech dochází k vyšetřování vlastností systému, jehož fyzikálně reálná předloha ani neexistuje. Přesto se požaduje optimalizace jeho parametrů, popřípadě verifikace. Ve výše zmíněných situacích přichází na řadu simulační experimenty.

Pro výpočet matematického modelu se využívá analytická a numerická forma. Výhoda analytického přístupu spočívá v hlubším pohledu na zákonitosti sledovaných jevů. Řešitel má často podrobnější představu o zkoumaném problému, ale vlivem náročnosti lze využít analytického přístupu pouze v jednoduchých případech. Analytické metody jsou často vhodné v prvních etapách výzkumu, kdy umožňují kontrolovat správnost jednoduchých dějů, algoritmů počítačových programů atd.

U numerické formy může mít objekt zkoumání mnohem obecnější vlastnosti a daleko složitější strukturu. Numerické metody jsou založené na principu diskretizace, hodnoty jsou tedy vždy jen přibližné. Jejich velkou výhodou je však možnost využití výpočetního aparátu v podobě počítačů. Vhodné jsou pro výpočet metody konečných diferencí (MKD) a dnes upřednostňované metody konečných prvků (MKP). Metoda MKP se osvědčila zejména při řešení složitých geometrických objektů, také proto je dnes velmi rozšířená do mnoha simulačních programů (FEMM, ANSYS, COMSOL a jiné).

4.1 Popis elektromagnetického pole

Elektromagnetické pole popisují Maxwellovy rovnice:

$$\nabla \times E = -\frac{dB}{dt} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times H = J \quad (4.2)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (4.3)$$

Tyto rovnice jsou obvykle řešeny pomocí vektorového potenciálu. Magnetické vektorové pole popsané indukci lze vyjádřit vektorovým potenciálem:

$$B = \nabla \times \vec{A} \quad (4.4)$$

Vztah mezi indukci B a intenzitou H v prostředí s permabilitou μ je dán:

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (4.5)$$

Dosazením rovnic (4.4) a (4.5) do (4.2) lze získat vektor potenciální rovnice:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \cdot \nabla \times \vec{A} \right) = J \quad (4.6)$$

Výsledkem je rovnice vyjadřující potenciál v celé oblasti řešené úlohy. K číselnému vyjádření rovnice (4.6) se používá metoda konečných prvků.

4.2 Metoda konečných prvků (MKP)

Metoda konečných prvků účinně řeší okrajové úlohy, popsané pomocí diferenciálních rovnic v Poissonově nebo Laplaceově tvaru ²⁾. Názorným příkladem je diferenciální rovnice (4.7) určující potenciál φ v bodě S, kde σ_S zastupuje plošnou hustotu náboje a ε_S permitivitu prostředí. Princip MKP popsali v roce 1943 matematik R. Courant, její využití začíná v polovině 20. století společně s nástupem digitálních počítačů. Metoda nejprve sloužila jako nástroj na výpočet úloh z pružnosti a pevnosti v leteckém průmyslu, avšak brzy prošla úspěšným rozšířením do řady jiných oblastí. Podrobný popis MTK uvádí literatura [9] věnovaná celé problematice modelování elektromagnetických polí.

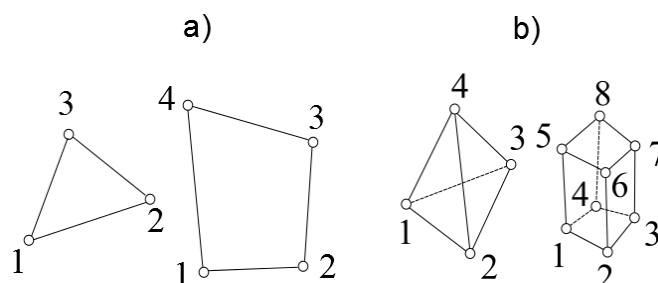
$$\Delta\varphi = -\frac{\sigma_S}{\varepsilon_S} \quad (4.7)$$

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} + \frac{\partial^2}{\partial x_2^2} + \dots + \frac{\partial^2}{\partial x_n^2} \quad (4.8)$$

Simulátor elektromagnetických úloh využívá MKP zejména při výpočtu potenciálů vyšetřovaného pole. Celý řešený prostor (tzv. doména) vyplní síť složená z elementárních útvarů, jejichž možné typy pro rovinnou i prostorovou úlohu ukazuje obr. 4.1. Název metody vznikl podle elementárních útvarů (subdomén), které jsou nazývány konečné prvky. Ve dvojrozměrném prostoru je pro výpočet nejčastěji

²⁾ Laplaceova rovnice je speciální případ rovnice Poissonovy, kde levá strana nabývá nulové hodnoty $\Delta\varphi = 0$.

využíván lineární trojúhelník. Vrcholy trojúhelníka, nazývané uzly, mají definován potenciál. Hodnoty potenciálu v neznámých bodech konečného prvku jsou získány řešením matice soustavy a pravých stran. Koeficienty matice se vypočítají z integrálů přes elementární plošky, respektive objemy v případě prostoru. Podrobněji je metoda konečných prvků popsána v [10].



Obr. 4.1: Možné podoby konečných rovinných (a) a prostorových (b) prvků

Postup při aplikaci MKP:

1. Definování geometrie úlohy, materiálových vlastností, okrajových podmínek (preprocesor).
2. Generace sítě prvků s uzly (síťování).
3. Aproximace potenciálů na jednotlivých prvcích z uzlových hodnot.
4. Dosazení aproximovaných hodnot do diferenciální rovnice.
5. Opakování bodu 3 pro všechny prvky - vznikne soustava rovnic pro neznámé uzlové hodnoty.
6. Vyřešení soustavy, zpracování dalších požadavků.
7. Zobrazení výsledků, výpočet hodnot ze zpracovaných polí (postprocesor).

4.2.1 Generování prvků

Vyšetřované definiční oblasti Ω jsou proleženy sítí, nejčastěji vytvořenou z trojúhelníkových konečných prvků. Vzniká tak triangulace oblasti, která má daná pravidla. Nesmí dojít k překrývání elementárních útvarů, trojúhelníky mají vždy pouze jednu společnou stranu a žádný společný bod.

Hustota sítě ovlivňuje přesnost výsledku, ale zároveň prodlužuje dobu výpočtu. Úkolem správného generátoru prvků je hledání optimální hustoty sítě v závislosti na změnách gradientu v řešené oblasti. V místech, kde se očekávají nejvyšší hodnoty intenzity, je dobré zvolit nejhustší rozdělení prostoru konečnými prvky.

Generátory 2D (dvojdímenzionálních) sítí vykazují poměrně dobrou stabilitu a nízkou náročnost. Nejprve vytvoří trojúhelníkovou síť na plochách uzavírajících řešenou oblast a následně probíhá generování hraničních prvků směrem do oblasti. V případě 3D úloh existuje více možností návrhu. Nejnáročnější na výpočet je použití prostorových elementárních útvarů na generování sítí. Ve specifických případech (axiální symetričnost, konstantní podoba modelu v jedné dimenzi) dochází k přechodu na 2D úlohu řezem prostoru.

4.2.2 Aproximace potenciálu

V 1D úloze je snahou využít co možná nejnižší stupeň polynomu, který aproximuje hledanou funkci. Zvyšování řádu může způsobit oscilace při přibližování ke skutečné hodnotě, tedy v důsledku zhoršit chybu řešení úlohy. Z tohoto důvodu je nevhodné užití známé aproximace funkce pomocí Taylorovy nebo Fourierovy řady. Hledaný stupeň polynomu má tedy nabývat nízké hodnoty, avšak po dosazení do diferenciální rovnice musí představovat ještě netriviální řešení. Metoda využívá aproximaci pomocí rovnic druhého řádu, ale pozdější integrací per partes nastane snížení o jeden řád. Důsledek poklesu stupně polynomu je velmi pozitivní, dojde totiž ke změně z původní kvadratické aproximace na lineární. Metoda konečných prvků je tedy založena na velkém počtu polynomů s nižším řádem na krátkém intervalu.

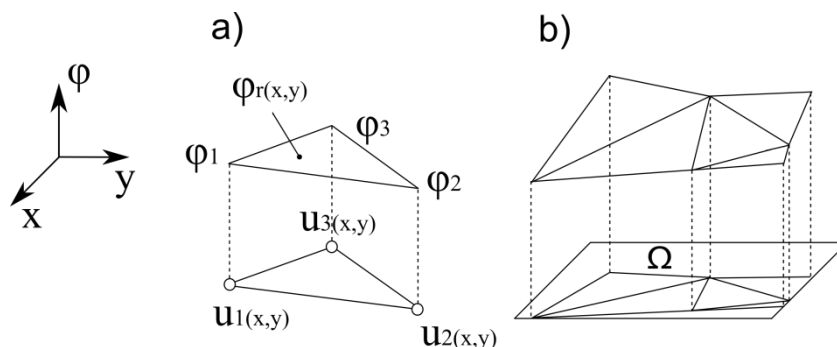
Obdobný postup využívá metoda při řešení rovinných (2D) úloh, popsána v [10]. Nejvyužívanějším konečným prvkem je lineární trojúhelník, jehož uzly $u_1(x_1, y_1)$, $u_2(x_2, y_2)$ a $u_3(x_3, y_3)$ jsou aproximovány (ukázka na obr. 4.2) polynomem 1. stupně (tzv. Lagrangeova lineární interpolace):

$$\varphi_r = k_a x + k_b y + k_c \quad (4.9)$$

kde k_a, k_b, k_c jsou konstanty určené tak, aby pro dostatečně malý r -tý trojúhelník platilo:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ri} \\ \varphi_{rj} \\ \varphi_{rk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i & y_i & 1 \\ x_j & y_j & 1 \\ x_k & y_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

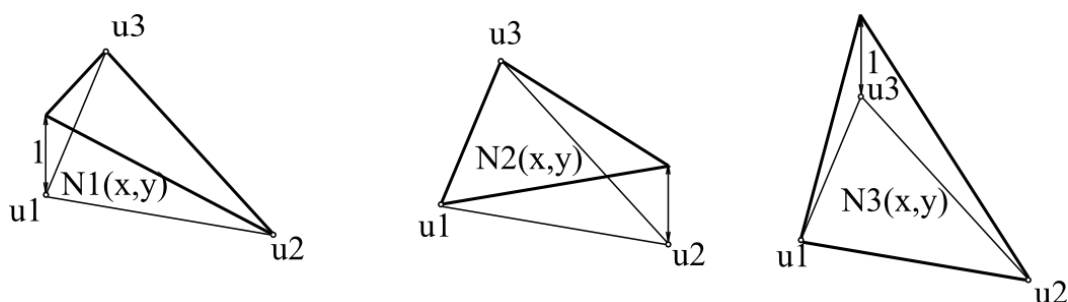
Potenciál každého bodu uvnitř r -tého elementu lze určit z rovnice (4.9), podmínkou je znalost potenciálu v jeho vrcholech.



Obr. 4.2: Aproximace potenciálu na prvku lineárními tvarovými funkcemi (a) a aproximace nad oblastí (b)

Podle [10] lze potenciál na elementu definovat z uzlových potenciálů podle rovnice:

$$\varphi_r = \varphi_{ri}N_{ri}(x,y) + \varphi_{rj}N_{rj}(x,y) + \varphi_{rk}N_{rk}(x,y) \quad (4.11)$$



Obr. 4.3: Tvarová funkce na lineárním trojúhelníku

Přičemž $N_{ri}(x_i, y_i)$, $N_{rj}(x_j, y_j)$ a $N_{rk}(x_k, y_k)$ jsou jedničkové tvarové funkce. Význam jejich zavedení spočívá v nahrazení přechodu mezi vrcholy lineární funkcí, která nabývá v příslušném vrcholu vždy jedničkové hodnoty a v ostatních vrcholech je nulová. Graficky demonstruje tuto vlastnost obr. 4.3. Odvození tvarové funkce N_{ri} vychází z rovnice roviny procházející body $(x_i, y_i, 1)$, $(x_j, y_j, 0)$ a $(x_k, y_k, 0)$:

$$N_{ri} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = k_a x + k_b y + k_c$$

Pro výpočet vektoru tvarových funkcí potřebujeme předpis pro inverzní matici:

$$\begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i & y_i & 1 \\ x_j & y_j & 1 \\ x_k & y_k & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{ri} \\ \varphi_{rj} \\ \varphi_{rk} \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_{ri} \\ \varphi_{rj} \\ \varphi_{rk} \end{bmatrix} = \frac{adjA}{detA} \begin{bmatrix} \varphi_{ri} \\ \varphi_{rj} \\ \varphi_{rk} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$detA = (x_j - x_i)(y_k - y_i) - (x_k - x_i)(y_j - y_i) = 2S_\Delta \quad (4.13)$$

$$adjA = \begin{bmatrix} (y_j - y_k)x & (y_k - y_i)x & (y_i - y_j)x \\ (x_k - x_j)y & (x_i - x_k)y & (x_j - x_i)y \\ x_j y_k - x_k y_j & x_k y_i - x_i y_k & x_i y_j - x_j y_i \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Dosazením jednotkových vektorů do rovnice (4.12) za příslušné potenciály φ_{ri} , φ_{rj} , φ_{rk} pro každou tvarovou funkci, lze získat předpis:

$$\begin{bmatrix} N_{ri} \\ N_{rj} \\ N_{rk} \end{bmatrix} = \frac{1}{2S_\Delta} \begin{bmatrix} (y_j - y_k)x & (x_k - x_j)y & x_j y_k - x_k y_j \\ (y_k - y_i)x & (x_i - x_k)y & x_k y_i - x_i y_k \\ (y_i - y_j)x & (x_j - x_i)y & x_i y_j - x_j y_i \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Ze součtu všech tvarových funkcí (celkový počet je PN) se společným uzlem p vzniká aproximační funkce, od tvarové funkce se odlišuje nepřítomností indexu konečného prvku.

$$N_p = \sum_{PN} N_{rp} \quad (4.16)$$

Sestavením aproximační funkce pro každý uzel sítě $p = 1$ až PU, kde PU je počet uzlů, získá řešitel globální aproximaci potenciálu v celé oblasti:

$$\varphi_\Omega = \sum_{p=1}^{PU} \varphi_p N_p(x, y) \quad (4.17)$$

4.3 Hraniční podmínky (boundary condition)

Znalost problematiky hraničních (okrajových) podmínek je velice důležitá pro správné nastavení modelu. Chyba ve stavu hranice může v konečném důsledku způsobit významné odchýlení úlohy, přitom simulace vypadá na první pohled funkčně. Některé hraniční podmínky, jako například periodicitu a aperiodicitu, zrychlují výpočet řešené úlohy. Hlouběji se problematikou zabývá [9].

4.3.3 Dirichletova okrajová podmínka:

Okrajová podmínka označovaná jako prvního druhu. Na hranici Γ geometrické oblasti Ω , kde je vyšetřováno elektromagnetické pole, se předpokládá průběh w :

$$w|_{\Gamma} = f \quad (4.18)$$

Dirichletova podmínka říká, že tečná složka vektoru elektrické (magnetické) intenzity na hranici musí být v tomto místě nulová.

4.3.4 Neumannova okrajová podmínka:

Na hranici Γ známě průběh $\frac{\partial w}{\partial n}$ rovnice, tj.

$$\left. \frac{\partial w}{\partial n} \right|_{\Gamma} = f \quad (4.19)$$

Kde n je vnější normála k hranici Γ , což je tzv. okrajová podmínka druhého druhu.

Neumannova podmínka říká, že změna složky vektoru (ve směru normály) elektrické (magnetické) intenzity na hranici musí být v tomto místě nulová.

4.3.5 Newtonova okrajová podmínky

Na hranici Γ známě průběh $\frac{\partial w}{\partial n}$ a w rovnice, např.

$$\left(\frac{\partial w}{\partial n} - \alpha w \right) \Big|_{\Gamma} = f \quad (4.20)$$

což je tzv. okrajová podmínka třetího druhu neboli Newtonova.

4.3.6 Periodická a aperiodická okrajová podmínka

Pokud řešená úloha vykazuje symetrii, pak postačuje simulovat pouze jednu část symetrické předlohy (originálu) a vlastnost hraniční podmínky nastavit na periodicitu, nebo aperiodicitu. Vhodné využití se nabízí například u točivých strojů, kde aperiodická hraniční podmínka představuje pomyslné „zrcadlo“. Výhodou je zejména zrychlení výpočtu celé úlohy, potažmo zjednodušení modelu.

4.4 FEMM

FEMM je řada programů pro řešení nízkofrekvenční elektromagnetické problematiky. Pracuje ve dvou dimenzích, přesto umožňuje za určitých podmínek řešit i trojrozměrnou úlohu (vzor modelu vykazuje axiální symetrie, nebo má stálou podobu ve třetí dimenzi). Program v současné době dokáže řešit jak lineární, tak i nelineární magnetické a elektrostatické úlohy. Vedle těchto hlavních problémů umožňuje řešení proudových a teplotních toků.

Programy tvořící FEMM lze rozdělit do tří částí. První se zabývá návrhem geometrie a vlastností objektu, respektive prostředí. Druhá část rozdělí řešenou oblast na síť trojúhelníků (jedná se o 2D úlohu) podle kritérií metody konečných prvků. Poslední část řeší parciální diferenciální rovnice. Jejich výsledkem je určení příslušného tepelného, respektive magnetického (elektrického) pole.

Ovládat lze FEMM interaktivně z nabídky, další možností je využít zdrojový kód (skript) napsaný v programovacím jazyce Lua. Sofistikovanějším přístupem je ovládání skriptem v podobě příkazů, zejména u typů úloh vyžadující cyklické zpracování nebo časté úpravy návrhu modelu. Podrobné informace o jazyce Lua jsou uvedeny na oficiálních stránkách [12]. Základní informace také obsahuje manuál k programu FEMM.

4.4.7 Tvorba geometrie (preprocesor)

Návrh celé geometrie může být vytvořen v libovolném CAD programu s výstupem v podobě souboru s příponou „.dxf“. Zejména oblíbeným programem je AutoCAD, který je volně dostupný pro registrované studenty. Vytvořené návrhy umožňuje FEMM nejen importovat, ale i exportovat pro simulace úlohy v jiném programu.









Prvním krokem po spuštění prostředí FEMM je výběr preprocesoru. Nabídka obsahuje čtyři možné varianty („Magnetics Problem“, „Electrostatics Problem“, „Heat Flow Problem“, „Current Flow Problem“). Výběrem varianty „Magnetics Problem“, dochází k vytvoření nového okna, které je určené pro řešení magnetických úloh. Prostředí je nyní rozděleno na hlavní nabídku, panely a kreslicí plochu. Na začátku tvorby modelu by měl uživatel nastavit vlastnosti úlohy, které jsou umístěny v liště hlavní nabídky pod názvem „Problem“. V nově zobrazené tabulce lze změnit typ modelu z rovinného na axiálně symetrický, a také nastavit jednotky rozestupu bodů rastru. Volbou možnosti „axisymmetric“ se změní úloha z 2D na 3D rotováním navrhované plochy modelu podle základní osy (prochází počátečním bodem [0,0]). Za předpokladu stejné podoby modelu ve třetí dimenzi umožňuje FEMM zadat tento rozměr jako parametr pro 3D problém. Tato druhá možnost je často využívána u modelování motorů.

Základními kreslicími prvky při tvorbě geometrie jsou body, přímky a oblouky. Ikony určené k jejich definování jsou uvedeny v tab. 4.1. Prvním krokem je rozvržení celé úlohy na jednotlivé oblasti, které tvoří objekt modelování, nebo jeho okolní

prostředí. Vkládáním bodů a jejich spojováním pomocí přímek nebo oblouků o definovaném úhlu dochází k vymezení hranic jednotlivých oblastí. Do této úrovně lze vytvořit geometrii ve více CAD programech. Následně je třeba do každé oblasti umístit bod materiálových vlastností, který je označen zelenou barvou. Označení libovolného prvku celé úlohy a stisknutí klávesy „mezerník“ umožňuje přístup k jeho parametrům.

Důležitým nastavením je volba souřadného systému, kde mezi výběr patří klasická kartézská, nebo polární soustava. Zároveň lze změnit rozestup bodů mřížky. Obojí se vyskytuje pod ikonou označenou „grid size“.




Tab. 4.1: Ikony určené k návrhu geometrie

Znak:	Funkce:
	Vkládání bodu
	Spojení vybraných bodů přímkou
	Spojení vybraných bodů obloukem
	Vkládání bodu vlastností
	Zobazení/mizení mřížky
	Vlastnosti označeného znaku
	Zachytávání bodů na mřížce
	Nastavení souřadného systému a vzdáleností bodů mřížky

4.4.8 Analýza a výpočet

Potřebné ikony obsahuje tab. 4.2. První ikona umožňuje generovat trojúhelníkovou síť, určenou pro kontrolu správného rozdělení oblasti. Uživatel by se měl zaměřit na hustotu trojúhelníků, zejména v místě přechodu mezi prostředími. Druhá ikona je určena k řešení nadefinované úlohy. V případě výskytu chyby během řešení přeruší FEMM veškeré operace a upozorní uživatele o problému. Nejčastěji je chyba obsažena v definovaném modelu, nebo k přerušení dochází v procesu generování sítě. Možným řešením druhého případu je změna minimálního úhlu u elementárního prvku v nabídce „Problem“. Proběhl-li úspěšně celý výpočet, lze zobrazit výsledky kliknutím na třetí ikonu s motivem brýlí.









Tab. 4.2: Ikony pro zpracování úlohy

Znak:	Funkce:
	Generace sítě trojúhelníků v modelu
	Výpočet
	Zobrazení výsledku

4.4.9 Výstupní data (postprocessor)

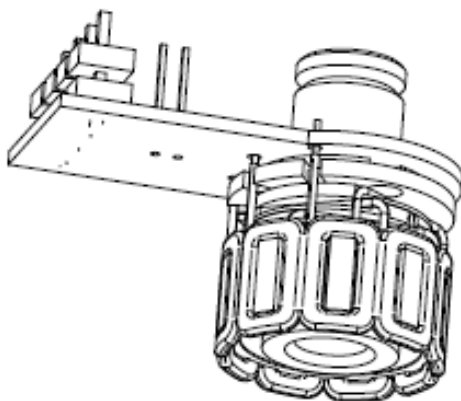
Výsledky řešené úlohy lze zpětně zobrazit otevřením souboru s příponou „ans“, ve kterém je uložen zpracovaný model. V této části, nazývané „postprocessing“, je možné vypočítat a následně zobrazit veličiny popisující magnetické pole. Tab. 4.3 obsahuje ikony určené k práci s postprocesorem. Umožňují zobrazit intenzity, indukce a siločáry. Na označené oblasti, respektive vybrané úsečce, lze vypočítat hodnoty zvolených veličin pomocí integrálních funkcí.

Tab. 4.3: Ikony pro zpracování výsledků (postprocessing)

Znak:	Funkce:
	Zobrazení vygenerované sítě trojúhelníků v modelu
	Nastavení zobrazení siločar magnetického pole
	Barevné zobrazení indukce B, intenzity H a proud I
	Zobrazení vektorů B nebo H
	Výpočet integrálu na zvolené oblasti, respektive na úsečce
	Označení uzavřené oblasti
	Kreslení úseček
	Graf veličiny na zvolené úsečce

5. Model

Předlohou modelu je EC motor o malém výkonu, jehož základní parametry jsou shrnuty v tab. 5.1. V rámci ochrany některých informací předložených zadávající firmou nejsou všechny jeho parametry uvedeny v této práci. Předvedený 3D návrh v CAD programu na obr. 5.1 neobsahuje kóty. Nominální otáčky dokazují, že se jedná o velice specifický pohon. Rozborem problematiky a konzultací s vedoucím práce bylo usouzeno, že simulace v elektromagnetickém prostředí by měla probíhat za statických podmínek ve 2D úloze. Neuplatní se tak některé jevy, jako například vířivé proudy a deformace mechanických částí. Statorové vířivé proudy v železe představují energetické ztráty, které se projeví v nežádoucí tepelné formě. Vzniklé teplo má vliv na vlastnosti pohonu, nicméně v rámci zkoumání pulsace radiálních sil je jeho uplatnění zanedbatelné.



Obr. 5.1:Návrh konstrukce EC motoru bez rotorové části

Tab. 5.1: Parametry EC motoru.

Počet fází	3	
Počet cívek na fázi	3	
nominální moment	0,9 - 4.5	mNm
nominální proud	0,5 – 3,8	A
nominální otáčky	100 000	rpm
nominální napětí	48	V

Pro řešení elektromagnetických úloh metodou konečných prvků jsou využívány specializované programy, jako například ANSYS, COMSOL a FEMM. Jako jediný ze zmíněných programů umožňuje pouze COMSOL práci s 3D modelem. Z hlediska vyšetření působících sil rozšiřuje možnosti, ale na úkor zvýšení výpočtové náročnosti.

Významnější překážku představuje cena za pořízení licence. Z charakteru zkoumaného EC motoru vyplývá, že pro vyšetření pulzace radiální síly, která je hlavním předmětem této práce, postačuje navrhnout pouze 2D model s ohledem na promítnutí výsledku do třetího rozměru.

Tato podmínka je splněna u zbývajících programů (ANSYS, FEMM) pro řešení elektromagnetických úloh metodou konečných prvků. Oba jsou dlouhodobě využívány v řadě výzkumů zabývajících se motory, ale pouze FEMM má licenci AFPL (Aladdin Free Public Licence), tedy jeho užití pro potřeby této práce je zdarma. Po zhodnocení všech důležitých hledisek byl vybrán FEMM, u něhož byla také výhodou předchozí pozitivní zkušenost. Osvědčil se při vyšetřování odpudivé síly magnetické pružiny, kde výstupní data prošla verifikací s reálně naměřenými hodnotami.

V rámci sofistikovanějšího ovládání programu FEMM byl využit zdrojový kód (skript) napsaný dle norem jazyka Lua verze 4.0, více v [12]. Přístup zdrojovým kódem umožnil cyklické výpočty a zpracování výstupních dat. Také vyřešil veškeré operace spojené s modelem, od počátečního návrhu geometrie, až po úpravy a samotné ovládání modelu.

Postup při modelování EC motoru měl několik fází rozdělených do následujících pododdílů. Nejprve se směr ubíral vytvořením vhodné podoby rotoru, zejména jeho správného nastavení polarizace jednotlivých pólových magnetů. K dispozici jsme měli konečnou podobu indukce ve vzduchové mezeře získanou měřením skutečného rotoru Hallovo sondou. Vodítkem pro nastavení modelu se nakonec stal proces magnetizace. Podoba statoru vzešla především z parametrů vzorového EC motoru. Následným složením dílčích modelů, včetně doplnění vlastností prostředí, vznikla konečná podoba EC motoru.

5.1 Modelování rotoru

Problematice rotoru je věnována teoretická část 2.2.2, kde jsou vysvětleny některé jeho vlastnosti. V této podkapitole je předmětem zájmu vytvoření modelu rotoru prstencového tvaru s vnějšími magnety (SPM) o geometrických parametrech uvedených v tab. 5.2.

Tab. 5.2: Geometrické parametry rotoru

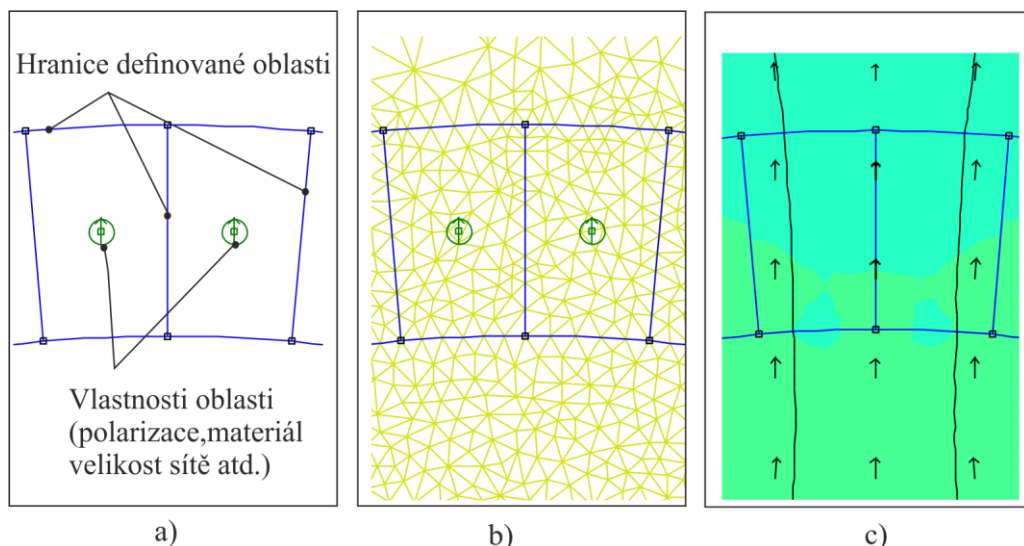
počet pólů:	6
výška prstence	7 mm
vnitřní poloměr pólů rotoru:	13.5 mm
vnější poloměr pólů rotoru:	15.5 mm
vnitřní poloměr rotorového jha:	15,50 mm
vnější poloměr rotorového jha:	17,50 mm

Skládá se ze šesti pólových magnetů s navzájem opačnou magnetizací po 60°. Materiálem je neodym s parametry uvedenými v tab. 5.3, který patří k nejsilnějším permanentním zdrojům magnetického pole vzhledem k jednotce objemu. Z uvedené jakosti N40H vyplývá, že rotor vydrží operační teploty do 120 °C a jednotlivé póly mají vykazovat objemovou hustotu energie v rozmezí $0,24 - 0,31 \frac{MJ}{m^3}$ ($1 \text{ GOe} = 7,962 \cdot 10^{-3} \frac{J}{m^3}$).

Tab. 5.3: Podrobné informace o materiálu rotoru

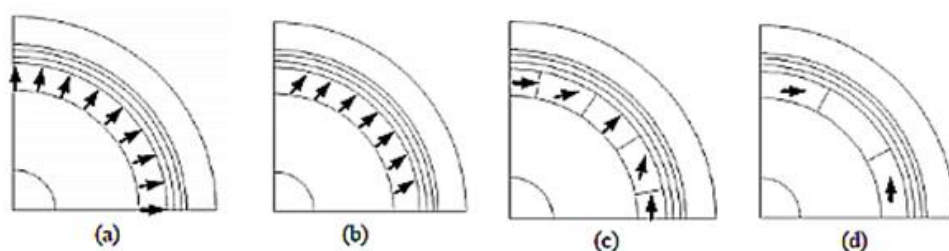
materiál magnetů:	NdFeB			
materiálový typ - jakost	N40H			
vybrané vlastnosti:	SI		CGS	
maximální operační teplota:	120	°C		
tavná teplota:	340	°C		
tepelná vodivost:	8,93	W/(m*K)	7,7	Kcal / (m*h*°C)
remanentní indukce	1,26 - 1,29	T	12.6 - 12.9	KGs
koercitivní síla	>907,668	kA/m	>11.4	KOe
maximální objemová hustota energie	0,24-0,31	MJ/m ³	30-40	MGOe

Postup řešení úloh v prostředí FEMM je popsán v podkapitole 4.4 a v názorném sledu ukázán na obr. 5.2. Model tvoří vždy oblasti vymezené geometrií složenou z bodů a spojnic. Bod definující její vlastnosti je neodymový materiál s definovaným směrem polarizace a důležitým parametrem hustoty sítě, který zvyšuje přesnost řešení.



Obr. 5.2: Postup řešení úlohy:
a) model - dva segmenty pólu rotoru
b) rozvržení sítě před výpočtem
c) výsledek – barevná mapa rozložení intenzity včetně vektorů a siločar

Následující články v této podkapitole se zabývají různými druhy polarizace, za účelem dosažení shody modelu s naměřenými daty z Hallovy sondy – indukce ve vzduchové mezeře. Měření probíhalo ze dvou vzdáleností na vnitřní straně prstence po kruhové dráze. Volba poloměrů měřicích kruhů byla vybrána s ohledem na indukci ve vzduchové mezeře motoru, což nejlépe popisuje úroveň statorových cívek 11.5 mm a blízké okolí vnitřní strany rotoru ve vzdálenosti 13 mm. Naměřené hodnoty indukce zobrazuje příloha A.



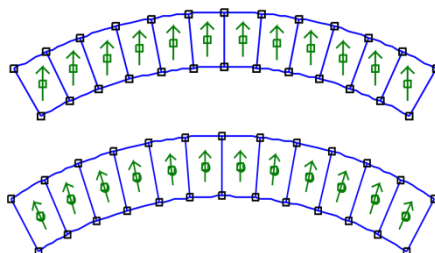
Obr. 5.3: Směry magnetizace v permanentním magnetu [14]:
radiální magnetizace
paralelní magnetizace
Halbachova magnetizace
horizontální magnetizace

Informace o způsobu magnetizace rotorových magnetů zmiňuje vědecký článek [14] a elektronická publikace [13]. Posledně uvedená literatura je věnována spíše vlastnostem prstencových magnetů, vědecký článek se zmiňuje o konfiguracích permanentních magnetů na rotoru. Jsou zde ve zkratce uvedeny čtyři základní druhy

magnetizace: paralelní, radiální, Halbachova a horizontální. Jednotlivé projevy ilustruje obr. 5.3 na výseči rotoru.

5.1.1 Paralelní a radiální magnetizace

Póly vykazující paralelní a radiální polarizaci zobrazuje obr. 5.4. Návrh celého modelu rotoru společně s rozložením magnetické pole obsahuje příloha B, respektive v případě radiálního provedení příloha C. Oba modely vykazují magnetický zkrat v místě spojení pólů, v praxi tento jev omezuje mezera mezi magnety, přičemž dochází ke zmenšení pólového krytí. Důsledkem je zvýšení reluktančního momentu stroje.



Obr. 5.4: Pól rotoru s paralelní (nahore) a radiální (dole) polarizací

Výstupní hodnoty indukce získané z postprocesoru jsou porovnány v příloze E. Charakteristiky jednotlivých průběhů, naměřených ze vzdálenosti 0,5 mm (kruh s poloměrem $r = 3$ mm a středem v centru rotoru) a 2,5 mm (kruh s $r = 11,5$ mm) od vnitřní strany reálného rotoru, se zcela neshodují s výstupními daty simulace. Nejpresnější verifikace hodnot indukce bylo dosaženo u radiální polarizace měřené ve vzdálenosti 11,5 mm od středu rotoru. Zvyšováním poloměru kruhu měření stoupá odchylka indukce mezi reálným objektem a jeho simulovaným modelem, proto ani jeden z návrhů nelze považovat za vhodný.

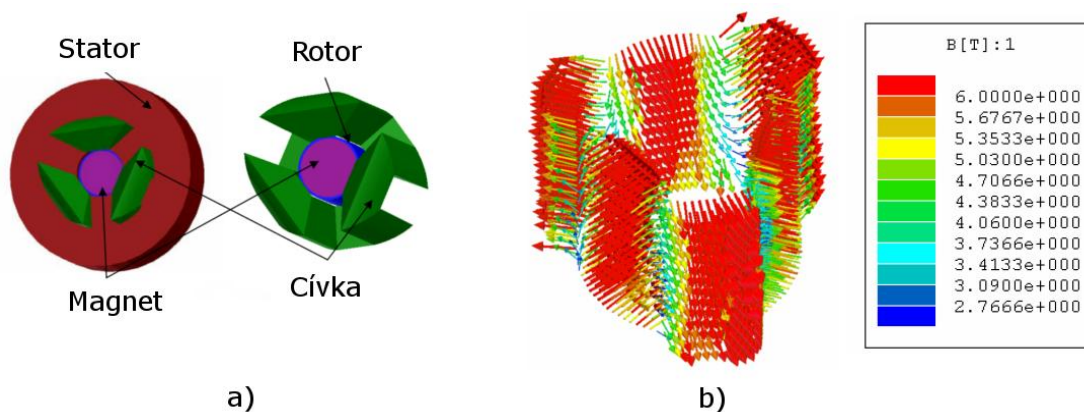
5.1.2 Reálná magnetizace

Reálná magnetizace není až tak triviální, jako v předchozím případě paralelní a radiální. Jednotlivé póly musíme rozdělit na segmenty a každému z nich určit vhodný směr polarizace.

Inspirací pro správné nastavení směru se stal samotný proces magnetizace. Princip magnetizace využívá silného magnetického pole k natáčení domén ve směru jeho působení. Materiály s uspořádanými doménami, jako například ze vzácných zemin (NdFeB, SmCo) nebo rozšířené ferity, vykazují remanentní magnetizaci Br. Nejběžnější metodou magnetizačního procesu je vytvoření časově velmi krátkého proudového

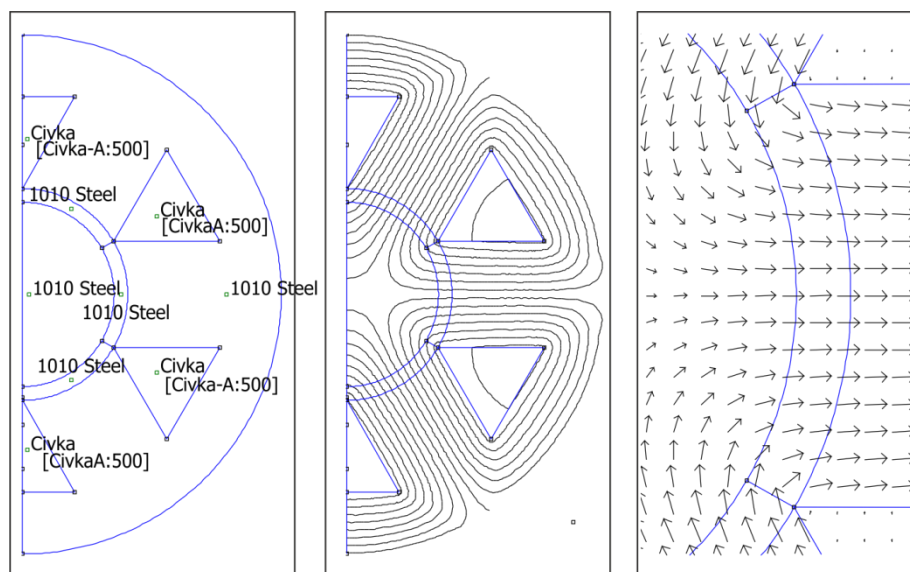
impulsu ve vodiči nebo cívce. Amplituda pulsu dosahuje hodnot v řádu jednotek tesla. Časová délka působení je dána tvrdostí materiálu (magnetickým odporem), jeho objemem a tvarem.

Grafický příklad magnetizace je uveden na obr. 5.5. V levé části zobrazuje složený celý magnetizační mechanismu pro rotor tvořený šesti póly. Vpravo jsou zobrazeny vektory indukce, které naznačují směry polarizačního toku. Z chromatického rozložení je patrné, jak se odlišují směry vektorů na okrajích magnetu.



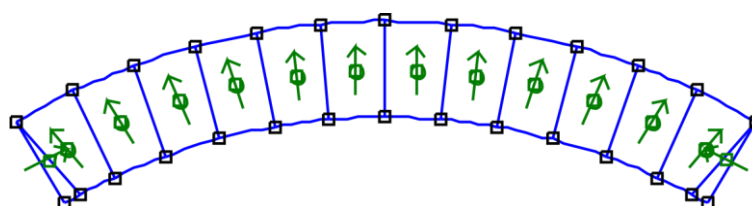
Obr. 5.5: Magnetizace rotoru s 6 póly (a) a vektory magnetizace rotoru (b) [15]

Získané informace o magnetizaci pólů rotoru jsme využili při modelování magnetizačního procesu. Návrh v programu FEMM společně s výstupy ze simulace jsou na obr. 5.6. Z detailního pohledu na pól je patrné, že nejlépe vystihuje skutečnou podobu kombinace Halbachovy a paralelní polarizace.



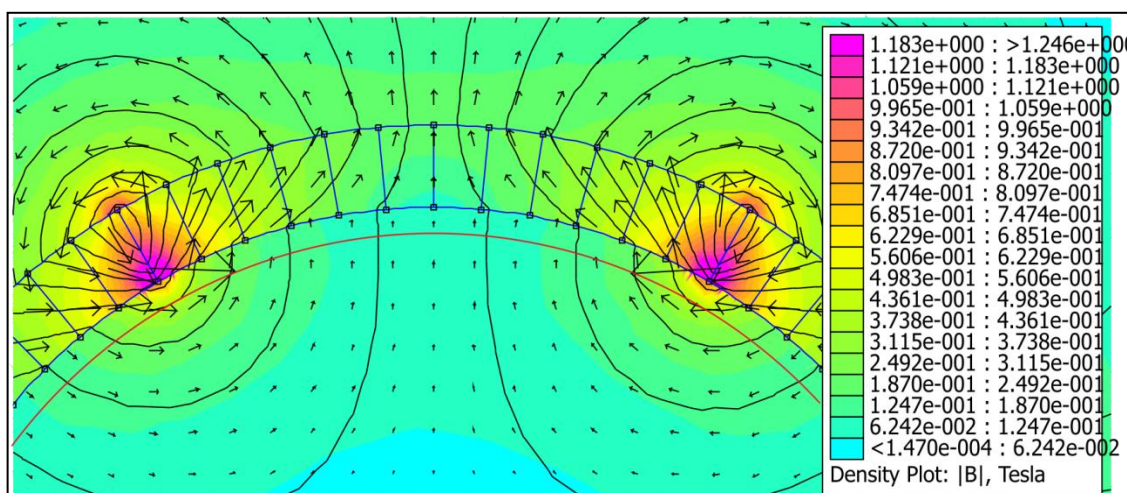
Obr. 5.6: Magnetizace rotoru v programu FEMM – model, simulace a detail pólu

Výstupní data simulace magnetizačního procesu nastínila podobu vhodného nastavení směrů polarizace jednotlivým segmentům pólů v modelu rotoru. Přesto výsledný návrh, uvedený na obr. 5.6, má vlivem konečných úprav mírně pozměněné tyto směry polarizace. Příčinou byla snaha dosáhnout přesnější indukce ve vzduchové mezeře při simulaci v porovnání s naměřenými hodnotami, přičemž poměry orientací domén v pólu se zachovaly z magnetizačního procesu. Model rotoru tak vykazuje tendenci přiblížení se k radiální polarizaci oproti detailu pólu uvedenému na obr. 5.4.



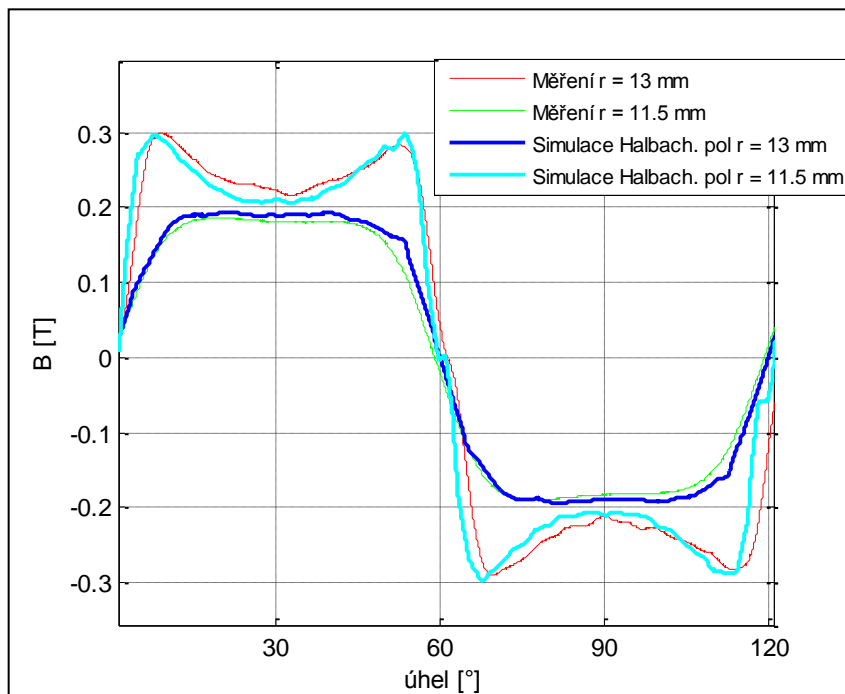
Obr. 5.7: Vhodné rozvržení polarizace segmentů jednoho pólu rotoru

Z hlediska rozložení magnetického pole posiluje nové nastavení směrů účinky v okolí okraje pólu, kde dochází ke zkratům v důsledku Halbachovy polarizace. Obr. 5.7 ukazuje pohled na část řešené oblasti rotoru, u které okolní prostředí tvoří vzduch. Na rozhraní vzduch - magnet dochází k lomu siločar vlivem různé magnetické vodivosti. Zde se nabízí možnost rychlého ověření správnosti nastavení stejného materiálu (neměl by nastat lom). Na obr. 5.8 je označena červenou barvou výseč kružnice s poloměrem $r = 13$ mm, na které proběhlo měření indukce.



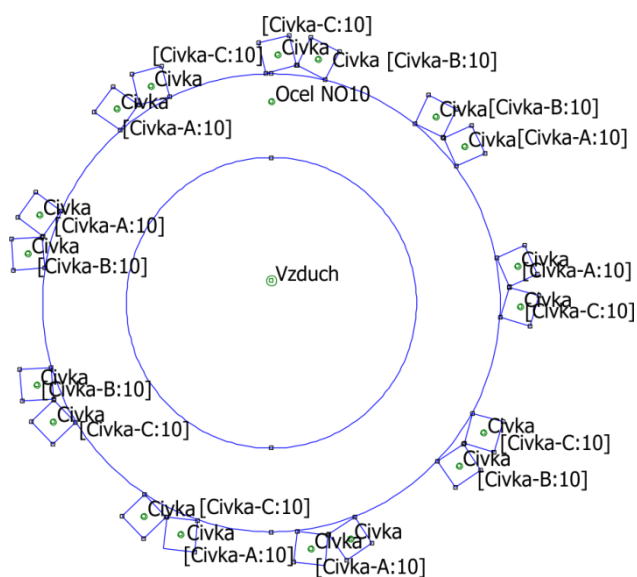
Obr. 5.8: Výřez magnetické pole reálného nastavení polarizace pólu

Výsledkem snahy přiblížit se v simulaci k reálnému nastavení pólu je dosažení přijatelné shody měřené a simulované indukce ve vzduchové mezeře. Toto porovnání uvedené na obr. 5.9 dokazuje, že oproti čistě radiální polarizaci se podařilo dosáhnout zlepšení ve vzdálenosti 13 mm od středu rotoru.



Obr. 5.9: Porovnání průběhů indukce (dvou pólů rotoru) ve vzduchové mezeře změřené Hallovou sondou a simulované s Halbachovou polarizací na okraji pólu

5.2 Model statoru



Obr. 5.10: Model statoru typu jedna cívka na pólpár a fázi

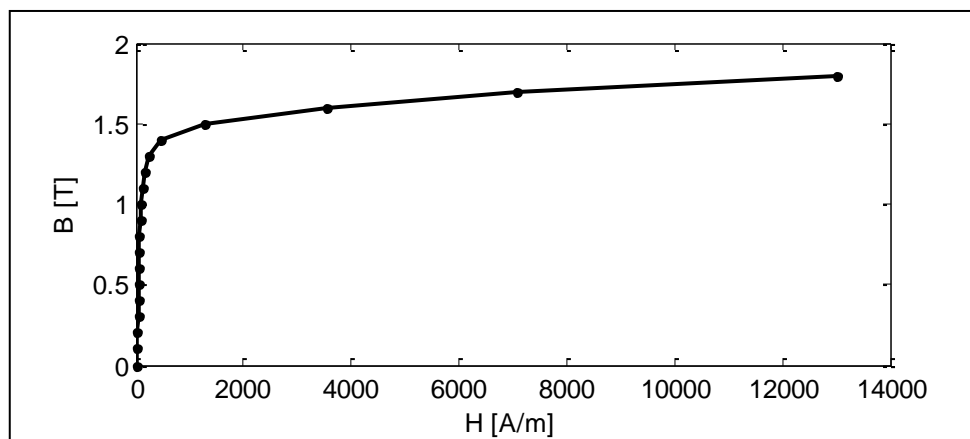
Vzorem modelu uvedeným na obr. 5.10 je segmentový stator s třífázovým vinutím typu jedna cívka na pól-pár a fázi, přičemž geometrie vychází ze základních parametrů uvedených v tab. 5.4. Ve své vnitřní části má umístěno statorové jho obklopené devíti cívkami s indukčností jedné fáze $L = 1,6 \mu\text{H}$.

Trny jsou tvořeny izolačním materiálem (neovlivňuje magnetické pole), proto nejsou součástí modelu. Statorové jho nebylo podrobně specifikováno (pouze informace o šířce plechu 0,1 mm), z tohoto důvodu došlo k průzkumu trhu a hledání vhodného materiálu.

Tab. 5.4: Parametry geometrie statoru

Vnitřní průměr statoru	13 mm
Vnější průměr statoru	21,8 mm
Šířka vinutí v řezu	1,4 mm
Výška vinutí v řezu	1,4 mm
Průměr jádra cívky v řezu	4,5 mm
Počet cívek statoru	9
Počet fází	3

S ohledem na nominální otáčky a zadanou šířku plechu 0,1 mm byla vybrána neorientovaná ocel vyráběná firmou Surahammars Bruk. Důležité parametry obsahuje příloha Příloha H, kde jsou uvedeny hodnoty bodů nelineární B-H charakteristiky vynesené do grafu na obr. 5.11.



Obr. 5.11: B-H křivka statorových plechů NO10

Materiálem vinutí byla vybrána měď s elektrickou vodivostí 58 MSm^{-1} . Proudů vinutí mají průběhy v souladu s obr. 2.7. U obdélníkového průběhu je zvolena hodnota proudu $I_{\text{MAX}} = 1,2 \text{ A}$, pro sinusový průběh je amplituda nastavena na $I_{\text{MAX}} = 1,2 \text{ A}$. Z integrování hodnot proudů při stejnosměrném napětí 48 V vyplývá, že při řízení obdélníkovým signálem je do statoru dodáno více energie.

Počet závitů cívky vychází ze znalosti energie magnetického pole E_m , proudu I a indukčnosti L . Vztah mezi těmito veličinami je popsán rovnicí (5.1) určenou pro lineární prostředí. Model samotné cívky o proměnném počtu závitů a konstantním proudu (proud neovlivňuje indukčnost) umožnil změřit v okolí této cívky energii magnetického pole. Cyklickým zpracováním úlohy vyšla hodnota indukčnosti $L \doteq 1,6 \text{ mH}$ u konfigurace s počtem závitů $N = 10$ při energii elektromagnetického pole $E_m = 0,798 \text{ μJ}$ a proudu $I = 1 \text{ A}$ (hodnota zvolena pro zjednodušení výpočtu).

$$L = \frac{2E_m}{I^2} \quad (5.1)$$

Z hlediska proudové hustoty je třeba ověřit, vyhovuje-li tato konfigurace reálným podmínkám. Vlivem fázového obdélníkového průběhu pro proud platí:

$$I = \frac{2}{3} \cdot I_{MAX} = 0,8 \text{ A} \quad (5.2)$$

Z rovnice pro výpočet proudové hustoty (5.3), získáme odvozením vzorec (5.4) určující požadovanou plochu vodiče.

$$J = \frac{I}{S} \quad (5.3)$$

$$S_v = \frac{I}{J} = 0,19 \text{ mm}^2 \quad (5.4)$$

Pro výpočet potřebné plochy průřezu vodiče byla zvolena proudová hustota $J = 4 \text{ A} \cdot \text{mm}^2$. Z vypočítané plochy v (5.4) určíme potřebný průměr vodiče:

$$d_v = 2 \sqrt{\frac{S_v}{\pi}} = 0,49 \text{ mm} \quad (5.5)$$

Pro další výpočty je třeba určit plochu vinutí cívky s průřezem čtvercového tvaru o straně $a_v = 1,4 \text{ mm}$:

$$S_z = a_v \cdot a_v = 1,96 \text{ mm}^2 \quad (5.6)$$

Na základě znalosti plochy průřezu vinutí a vodiče můžeme vypočítat počet závitů, který je dán vztahem:

$$N = \frac{S_z}{S_v} = 10,3 \quad (5.7)$$

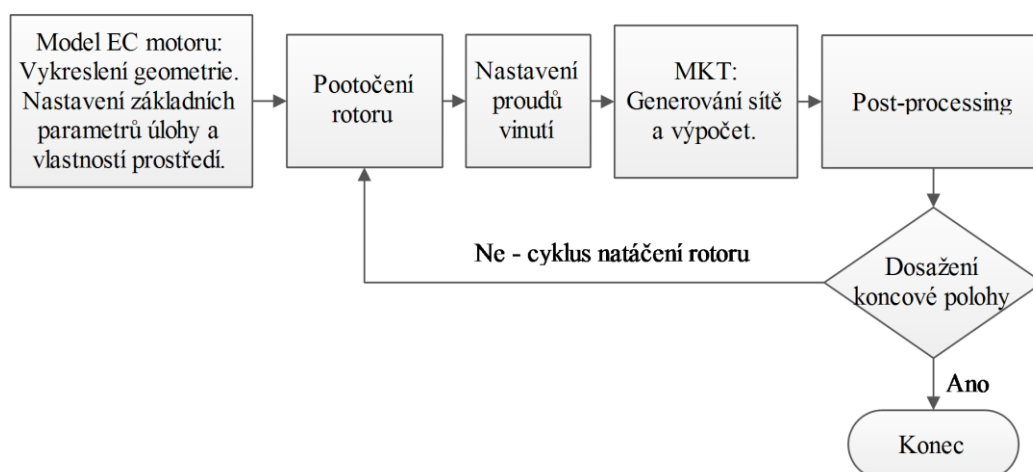
Dosažená hodnota je vyšší, než zvolený počet závitů $N = 10$, proto lze prohlásit konfiguraci za reálnou. Do rovnic není zahrnut činitel plnění cívky, který může snížit počet závitů přibližně o 10 % (v závislosti na zvoleném průřezu). Tímto zanedbáním kompenzujeme zmenšení plochy průřezu vinutí u modelu o více jak 10 % oproti reálné předloze EC motoru.

6. Simulace chodu EC motoru (radiální pulsace síly)

Kompletní návrh modelu EC motoru obsahuje příloha I. Výsledné podoby modelu je dosaženo spojením rotoru a statoru, doplněním vlastností prostředí a okrajových podmínek úlohy. Rotor vykazuje na okrajích Halbachovu polarizaci, která nejlépe vystihuje hodnoty indukce ve vzduchové mezeře naměřené Halloovou sondou. Ochrana rotoru je ze stejného materiálu, který využívá i jádro statoru. Model neobsahuje některé konstrukční prvky EC motoru, které svojí neúčastí významně neovlivní funkci, jako například ložiska, náboj, hřídel atd. Senzorickou část, řídicí jednotku a napájecí výkonový obvod zastupují makra obsažená ve skriptu.

Hranice řešené úlohy má nastavenou Dirichletovu okrajovou podmínku (neprostupná hranice), protože rozptyl magnetického pole do prostředí je minimální vlivem uzavření toku přes ochranu rotoru (rotorové jho). FEMM umožňuje nastavit Robinovu okrajovou podmínku (kombinace Dirichletovy a Newtonovy pod.), která přesněji napodobuje reálné prostředí. Významnou nevýhodou je ovšem výpočet koeficientů na hranici, prodlužující dobu zpracování úlohy. U výsledných hodnot nastane pouze nepatrná změna, proto Robinova okrajová podmínka není v tomto případě využita.

Simulace chodu motoru probíhá za statických podmínek, tedy ve stavu po odeznění přechodových dějů. K ovládání programů sady FEMM byl využit skript napsaný v programovacím jazyce Lua verze 4.0, jeho zjednodušený vývojový diagram zachycuje obr. 6.1 Všechny zdrojové kódy jsou umístěny na příloženém DVD médiu.



Obr. 6.1: Diagram Lua skriptu (makra) simulující úlohu vprogramech FEMM

Začátek skriptu definuje úlohu, věnuje se tvorbě geometrie rotoru a statoru, včetně veškerých materiálových vlastností. Dále nastavuje okrajové podmínky, případně některé doplňkové parametry. Po definování celé úlohy nastaví (natočí) rotor do počátečního stavu (polohy otočené o zátěžný úhel z pozice s nulovým momentem). Rozsah zátěžného úhlu je určen geometrií, přičemž by se měl pohybovat v mezích od 0° el. až do maximální hodnoty 90° el. na pólový pár. Vyšetřovaný rotor obsahuje 3 pólové páry, tedy lze předpokládat dosažení maxima točivého momentu motoru při rovnosti zátěžného úhlu 30 ° mechanických. Následuje blok věnovaný řízení EC motoru, který nastavuje proudy jednotlivých fází podle aktuálního úhlu natočení rotoru, přičemž proudy mají odpovídající průběh (harmonický nebo obdélníkový) uvedený na obr. 2.7. Následuje cyklické zpracování úlohy, při kterém je vždy pootočen rotor o definovaný krok (úhel) do nového stavu, v němž probíhá výpočet simulace. Výsledkem je získání požadovaných hodnot mechanického (točivého) momentu, radiálních sil působících ve směru os x, y a případné další pomocné informace. Cyklus je zastaven při dosažení požadovaného úhlu otočení rotoru.

Naměřené radiální síly byly vypočítány s určitou odchylkou způsobenou metodou konečných prvků a nedokonalostí geometrie. Tyto odchylky vykazují téměř normální (Gaussovo) rozložení. Pro určení střední hodnoty byl využit vzorec (6.1).

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k \quad (6.1)$$

Nejistota, s jakou přesností došlo k určení střední hodnoty, je odhadnuta ze střední kvadratické chyby aritmetického průměru v (6.2). Krajní chyba podle Studentova rozložení je dána rovnicí (6.3) s přesností 99,73 %

$$\bar{s} = \sqrt{\frac{\sum (\bar{x} - x_i)^2}{n(n-1)}} \quad (6.2)$$

$$\bar{\kappa} = 3 \bar{s} \quad (6.3)$$

V následujících podkapitolách jsou používány zkratky ke značení různých konfigurací modelu. Použité zkratky jsou uvedeny v tab. 6.1 společně s jejich významy. V legendě grafů se dále objevuje znak β určující velikost mechanického zátěžného úhlu, a také volba průběhu řídicích proudů ve tvaru obdélníku (Obd), nebo sinusu (Sin).

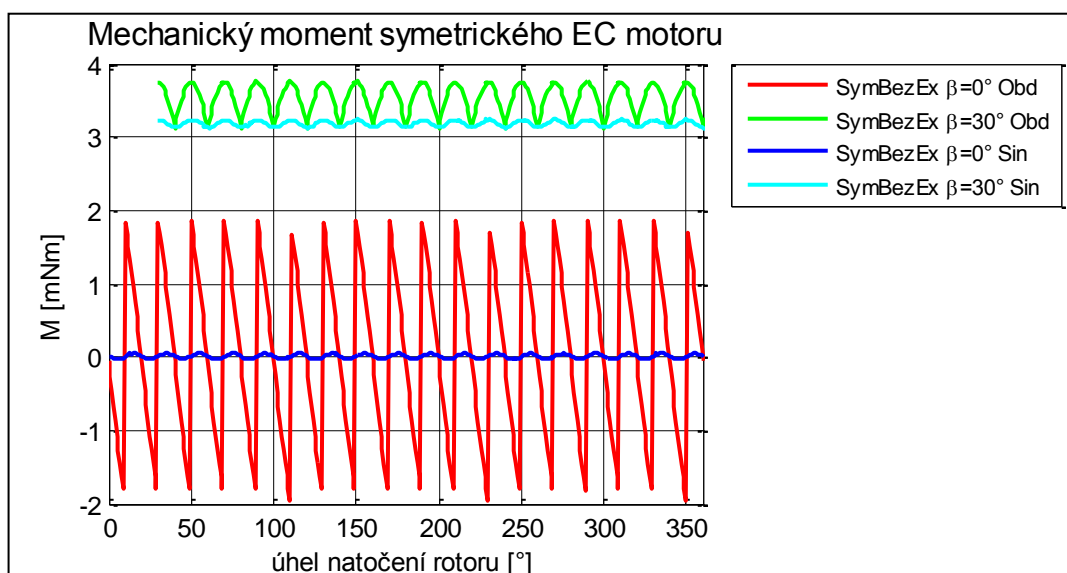
Tab. 6.1: Význam zkratk značících nastavení nesymetrií a excentricit

Zkratka:	Popis:
SymBezEx	Symetrický rotor bez statické excentricity v modelu
SymEx	Symetrický rotor se statickou excentricitou v modelu
NesymBezEx	Nesymetrický rotor s pólovým posunutím bez statické excentricity v modelu
NesymBezEx (NdFeB 32)	Nesymetrický rotor se sníženou jakostí magnetu v jednom pólu bez statické excentricity v modelu
NesymEx	Nesymetrický rotor s pólovým posunutím a obsaženou statickou excentricitou v modelu

6.1 Symetrický rotor bez excentricity ve vzduchové mezeře

EC motor vykazuje při otáčení rotoru reluktanční mechanický moment. Jedná se o přirozený jev způsobený neideálními průběhy indukce ve vzduchové mezeře. Z pohledu nedokonalostí geometrie se podrobněji zabývá tématem omezení kolísání momentu literatura [7].

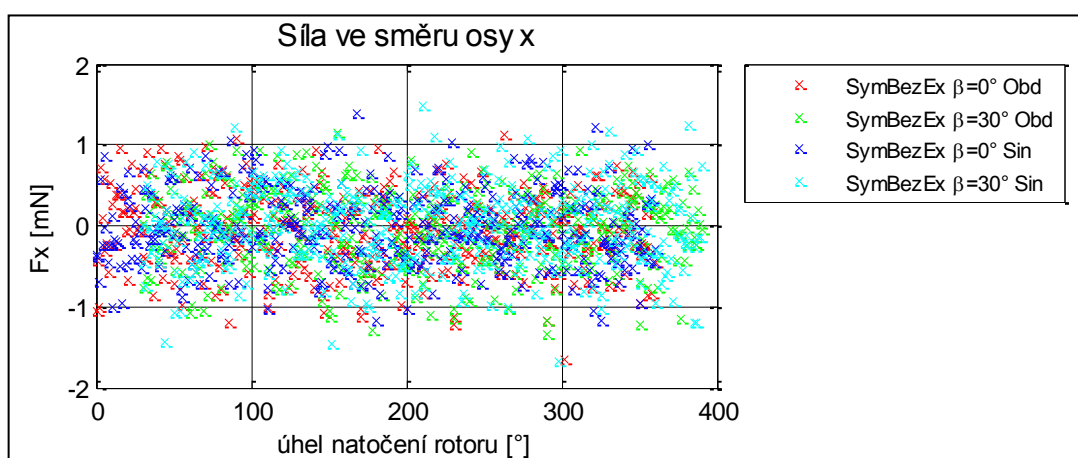
Z obr. 6.2 je patrné, jak volba tvaru řídících proudů ovlivňuje průběh momentu. Rozdíl je výrazný zejména u nezátíženého motoru, u kterého má moment v případě buzení satorových cívek obdélníkovým proudem pilovitý tvar dosahující téměř 50 % maximální hodnoty. Projevem u reálného motoru je proměnné zrychlení rotoru během otáčky.



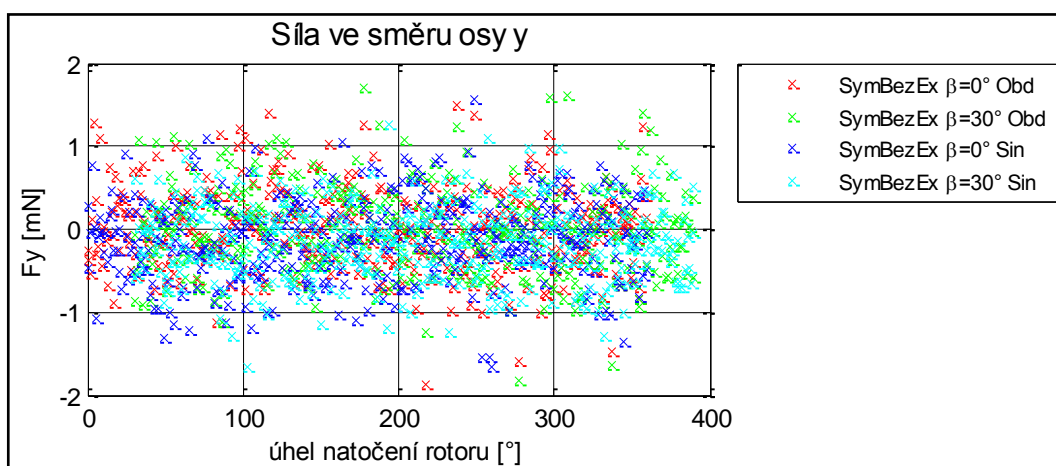
Obr. 6.2: Průběhy mechanického momentu EC motoru během otáčky rotoru u symetrického motoru

Střední hodnota mechanického momentu při maximálním zátěžném úhlu $\beta = 30^\circ$ (90° el.) dosahuje 3,58 mNm (obdélníkový průběh proudu), respektive 3,19 mNm při řízení sinusovými fázemi. Rozdíl momentu je důsledkem dodání většího množství elektrické energie u obdélníkového průběhu. V porovnání s fyzickým EC motorem, který využívá k řízení pouze fáze s obdélníkovým průběhem proudu, se střední hodnota momentu 3,58 mNm pohybuje v pracovní oblasti.

Hlavním přínosem této práce jsou výstupy nesoucí informaci o radiálních silách naměřených v horizontálním a vertikálním směru při otáčení rotoru o 360° . Hodnoty získané v ose x jsou vyneseny do grafu na obr. 6.3, respektive v ose y na obr. 6.4.



Obr. 6.3: Radiální síla F_x u symetrického motoru



Obr. 6.4: Radiální síla F_y u symetrického motoru

Z analýzy průběhů vyplývá, že u symetrického motoru neovlivňuje volba průběhu fázových proudů radiální síly. Naměřené hodnoty se podobají „šumu“, který vzniká součtem nejistot metody MKP a nedokonalostí geometrie modelu. Ze středních hodnot uvedených v tab. 6.2 lze vyčíst, že vypočítané síly se pohybují okolo nuly.

Tab. 6.2: Radiální síly u nezatíženého symetrického motoru

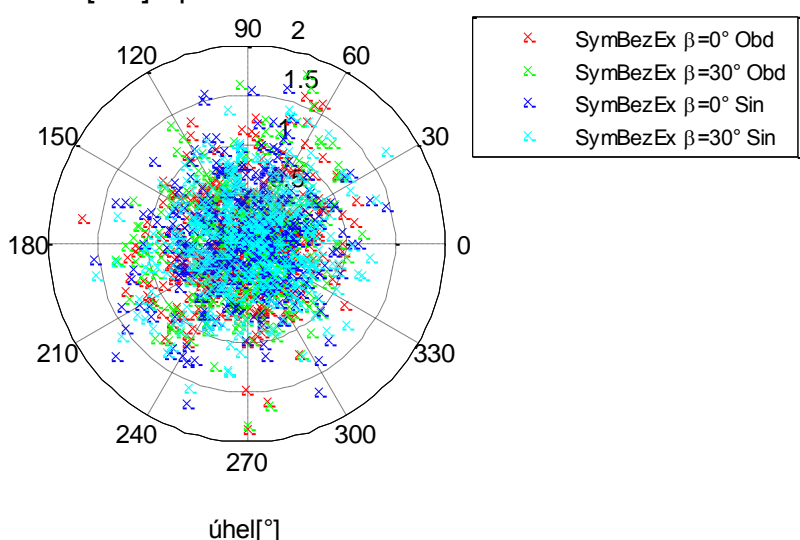
	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	$\bar{\kappa}$ [mN]	min [mN]	max [mN]
F _x - SymBezEx $\beta=0^\circ$ Obd	-0,025	0,477	1,431	-1,659	1,114
F _y - SymBezEx $\beta=0^\circ$ Obd	-0,014	0,508	1,525	-1,863	1,49
F _x - SymBezEx $\beta=0^\circ$ Sin	-0,071	0,046	1,383	-1,185	1,382
F _y - SymBezEx $\beta=0^\circ$ Sin	-0,102	0,504	1,513	-1,656	1,565

Vektorovým součtem radiálních sil F_x a F_y lze vyjádřit nevyvážený magnetický tah UMP. Jeho hodnoty vynesené do grafu v polárních souřadnicích uvádí obr. 6.5. Velikost UMP u symetrického motoru nepřesahuje hranici 2 mN (při použití sítě o počtu 176 tisíc konečných prvků a přesnosti výpočtu do řádu 10^{-9}), přičemž střední hodnota nevyváženého tahu se pohybuje nad hranicí 0,5 mN - tab. 6.3.

Tab. 6.3: UMP u symetrického motoru

	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	$\bar{\kappa}$ [mN]	min [mN]	max [mN]
SymBezEx $\beta=0^\circ$ Obd	0,572	0,329	0,987	0,014	1,863
SymBezEx $\beta=30^\circ$ Obd	0,559	0,344	1,031	0,045	1,835
SymBezEx $\beta=0^\circ$ Sin	0,596	0,313	0,939	0,075	1,719
SymBezEx $\beta=30^\circ$ Sin	0,570	0,323	0,968	0,049	1,904

UMP [mN] v polárních souřadnicích



Obr. 6.5: Velikost UMP u symetrického EC motoru při jedné otáčce rotoru

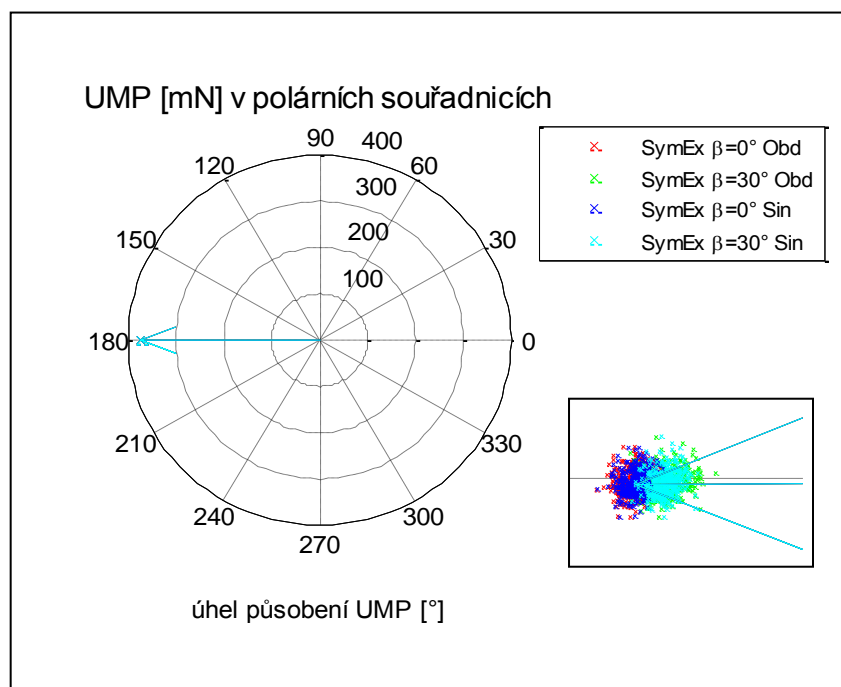
6.2 Symetrický rotor s excentricitou ve vzduchové mezeře

Model EC motoru je upraven posunutím statoru o konstantní vzdálenost 0,1 mm v kladném směru osy x, přičemž střed rotoru je stále umístěn na ose otáčení. Celkovou podobu modelu obsahuje příloha K. Naměřené střední hodnoty radiálních sil jsou uvedeny v tab. 6.4.

Tab. 6.4: Hodnoty síly F_x u symetrického rotoru s excentricitou ve vzduchové mezeře

	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	$\bar{\kappa}$ [mN]	min [mN]	max [mN]
SymEx $\beta=0^\circ$ Obd	-373,5	0,234	0,703	-374,3	-372,9
SymEx $\beta=30^\circ$ Obd	-372,9	0,313	0,94	-373,6	-371,9
SymEx $\beta=0^\circ$ Sin	-373,5	0,247	0,742	-374,2	-372,7
SymEx $\beta=30^\circ$ Sin	-372,9	0,256	0,769	-373,6	-371,9

Průběhy síly F_x a F_y jsou uvedeny v příloze L, respektive v příloze M. Zatímco v ose x došlo ke zvýšení radiální síly, tak v ose y nastalo nepatrné snížení oproti motoru bez excentricity. Pokles nastal také v případě krajní chyby průměru v porovnání s hodnotami simulace symetrického motoru bez excentricity. Vliv statorového posunutí na vektor UMP je patrný na obr. 6.6. Vektor je neměnný z hlediska své orientace, tedy vykazuje statickou excentricitu.



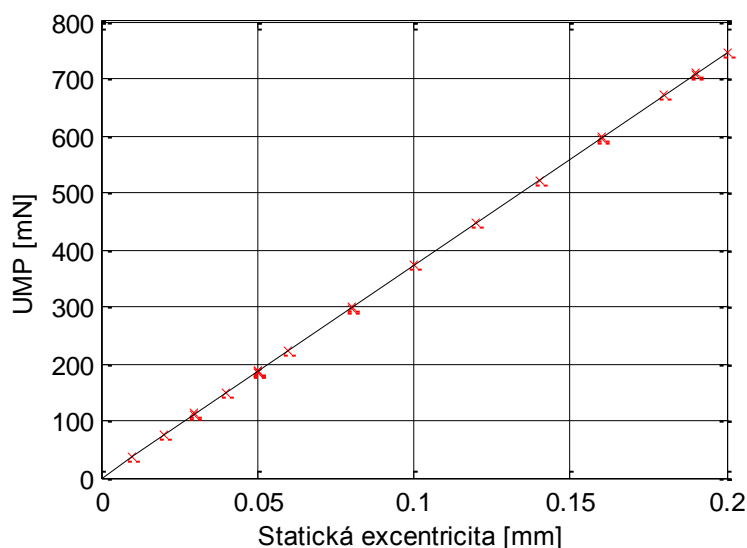
Obr. 6.6: UMP během otáčky motoru u statické excentricity

Analyzováním orientace vektoru UMP lze konstatovat, že reakcí na posunutí je síla působící směrem k návratu do vycentrovaného stavu motoru. Rozdíl středních hodnot uvedených v tab. 6.5 je 0,62 mN, přičemž dochází k poklesu UMP při zvyšování zátěžného úhlu.

Tab. 6.5: UMP u symetrického rotoru s excentricitou ve vzduchové mezeře (Obd)

	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	\bar{k} [mN]	min [mN]	max [mN]
SymEx $\beta=0^\circ$ Obd	373,5	0,234	0,703	372,9	374,3
SymEx $\beta=30^\circ$ Obd	372,9	0,313	0,94	371,9	373,6

Změnou polohy statoru ve vzduchové mezeře byla zjištěna charakteristika velikostí excentricity v závislosti na UMP. Průběh má lineární charakter a je uveden na obr. 6.7. S ohledem na výsledky simulace lze o statické excentricitě konstatovat, že netvoří vibrace, pokud nedochází ke změně její velikosti a je-li střed rotoru na ose otáčení.



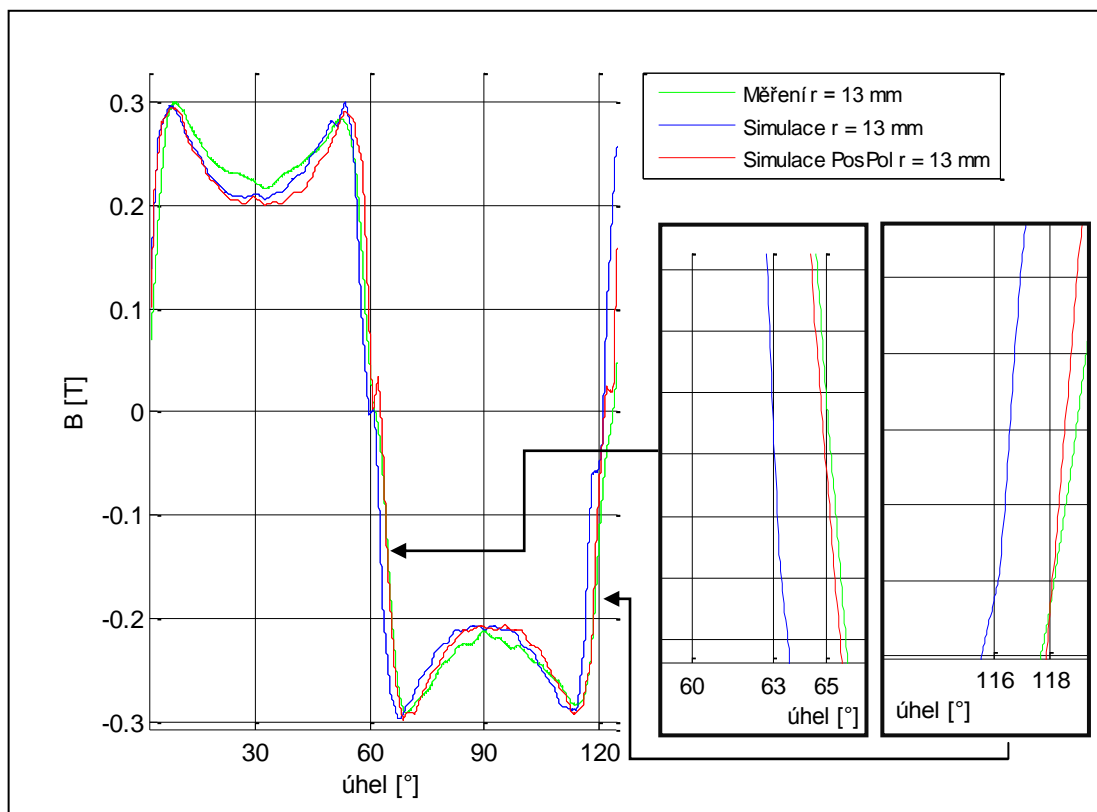
Obr. 6.7: Vliv velikosti statické excentricity na UMP

6.3 Nesymetrický rotor bez excentricity ve vzduchové mezeře

Rotorová nesymetrie se v této části vyskytuje ve dvou možných variantách. První případ vyplynul z analyzování naměřených průběhů indukce Hallovo sondou, které odhalily vadu na rotoru v podobě posunu druhého pólu rotoru o dva stupně. Druhá varianta je zaměřena na materiálové vady, bere tak v potaz možné snížení jakosti materiálu ve zvoleném pólu. Obě varianty jsou samostatně analyzovány, přičemž průběhy vektoru UMP odpovídají dynamické excentricitě vlivem nesymetrie rotoru.

6.3.1 Posunutí pólu rotoru

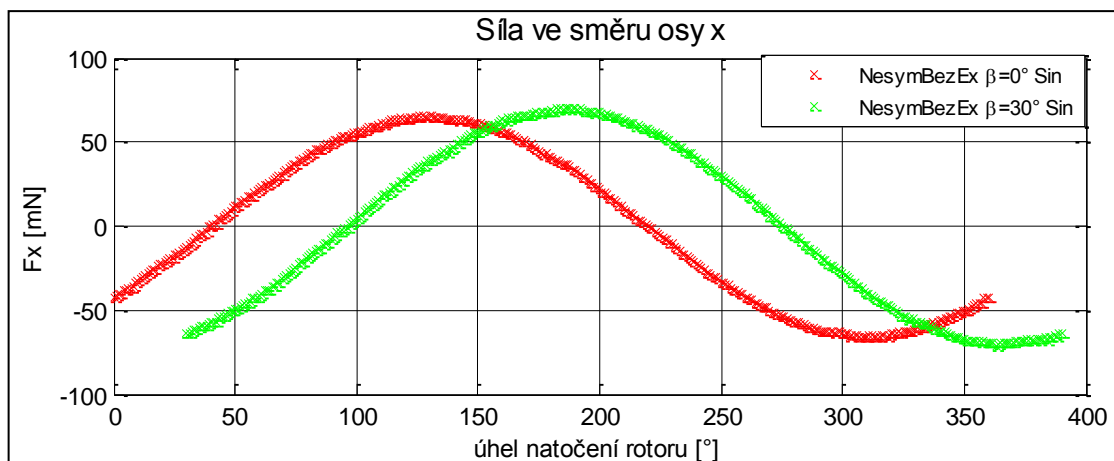
Aplikované posunutí pólu rotoru o dva stupně u modelu obsahuje příloha N. Změnu průběhu intenzity ve vzduchové mezeře zobrazuje obr. 6.8. Porovnává tři průběhy indukce, jeden naměřený Hallovou sondou u vadného rotoru a dva získané simulací modelu rotoru.



Obr. 6.8: Porovnání intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře u rotoru reálného a simulovaného (posun pólu = PosPol)

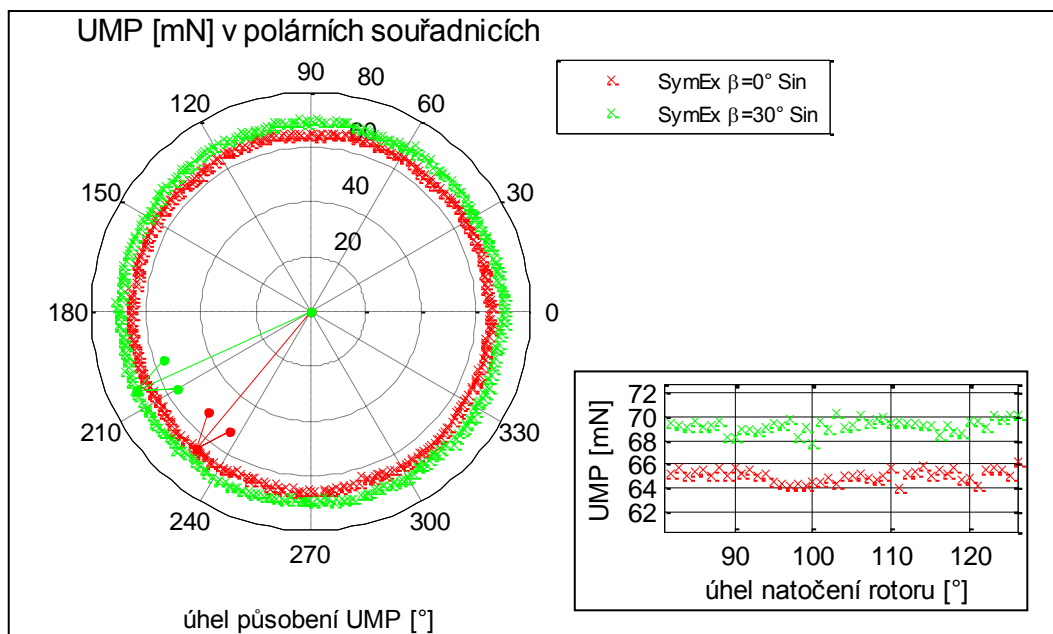
Obr. 6.9 zobrazuje průběh radiální síly F_x naměřené v horizontálním směru při řízení sinusovými proudy. Průběhu vykazuje harmonické vlnění, které má frekvenci rovnající se počtu otáček rotoru za sekundu.

Změna velikosti síly způsobuje kmitání ve směru působení síly, tedy i vibrace celého motoru. Obdobná situace nastává i v případě vertikální síly F_y uvedené v příloze O, přičemž celý průběh je fázově posunutý o 90 °.



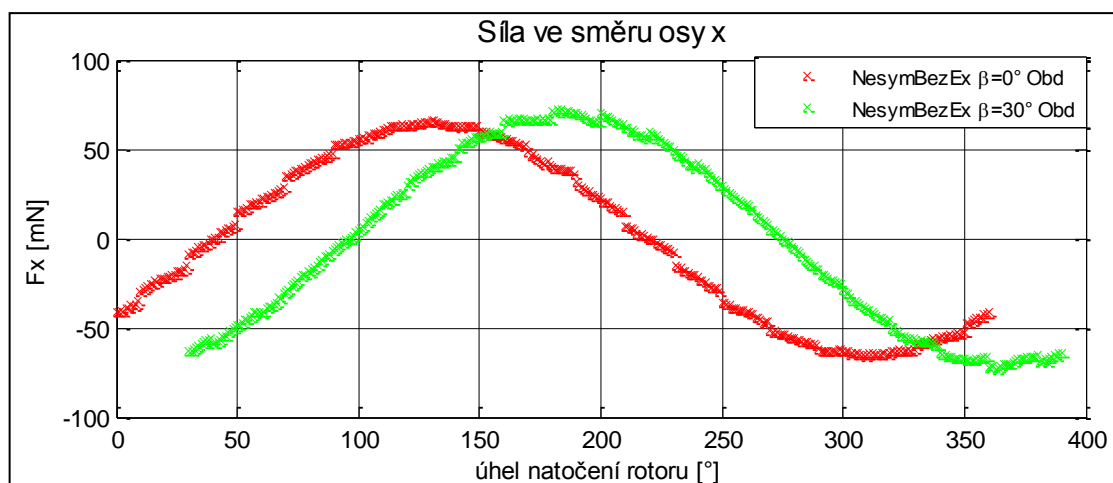
Obr. 6.9: Průběh radiální síly F_x u modelu s posunutým pólem rotoru

V polárních souřadnicích na obr. 6.10 je uvedeno UMP s počáteční orientací určenou směrem vektorů. Jeho rychlost otáčivého pohybu odpovídá úhlové frekvenci rotoru. Z výsledků vyplývá, že volba zátěžného momentu při řízení sinusovými fázovými proudy může ovlivnit velikost UMP až o 4 mN.



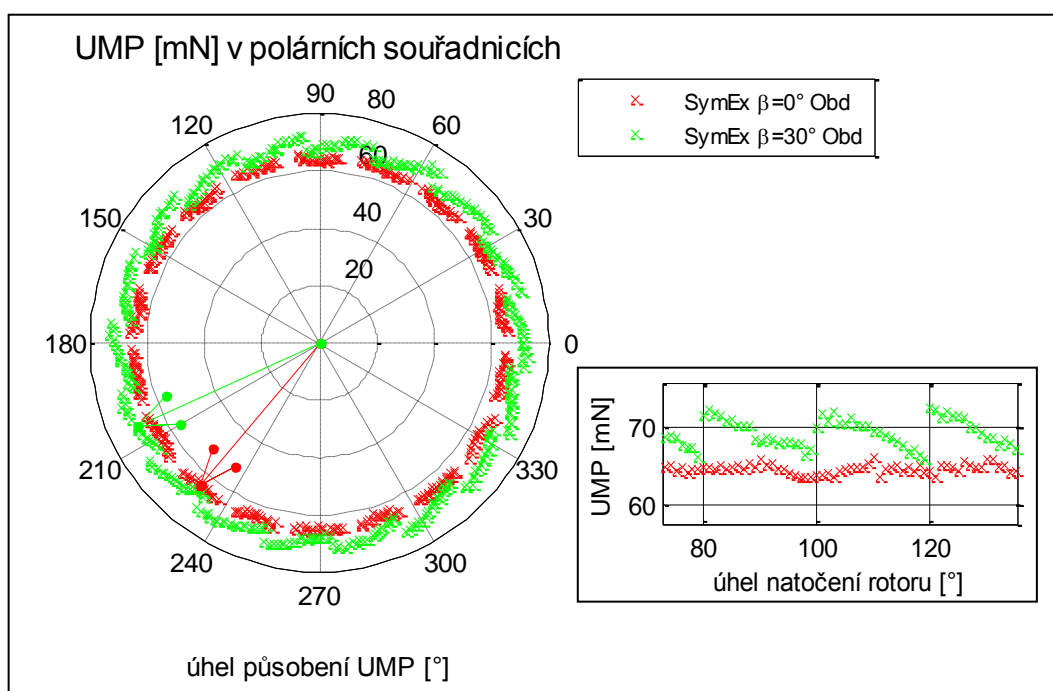
Obr. 6.10: Průběh UMP jedné otáčky rotoru v polárních souřadnicích. Vektory značí počáteční orientaci UMP

Při řízení obdélníkovými proudy vykazují radiální síly podobný harmonický průběh jako v předchozím případě, pouze v místech komutace dochází k prudkému zvýšení jejich hodnot. Skokové změny síly F_x se projevují na obr. 6.11 jako nespojitosti v průběhu. Stejný projev má i síla F_y uvedená v příloze P.



Obr. 6.11: Průběh radiální síly F_y u modelu s posunutým pólem rotoru

Zaměřením se na detail průběhu na obr. 6.12 je viditelný jeho pilovitý tvar při zátěžném úhlu $\beta = 30^\circ$. Vlivem obdélníkového řízení se objevují pulsace ve velikosti vektoru UMP během otáčky rotoru s frekvencí odpovídající 18 Hz na otáčku.



Obr. 6.12: Průběh UMP u modelu s posunutým pólem rotoru

Z veličin uvedených v tab. 6.6 je patrná velikost těchto pulsací, která může dosahovat rozdílu 7,75 mN (Obd). V případě harmonického řízení je rozdíl mezi minimální a maximální hodnotou UMP motoru identický, téměř dosahuje v obou případech 4 mN.

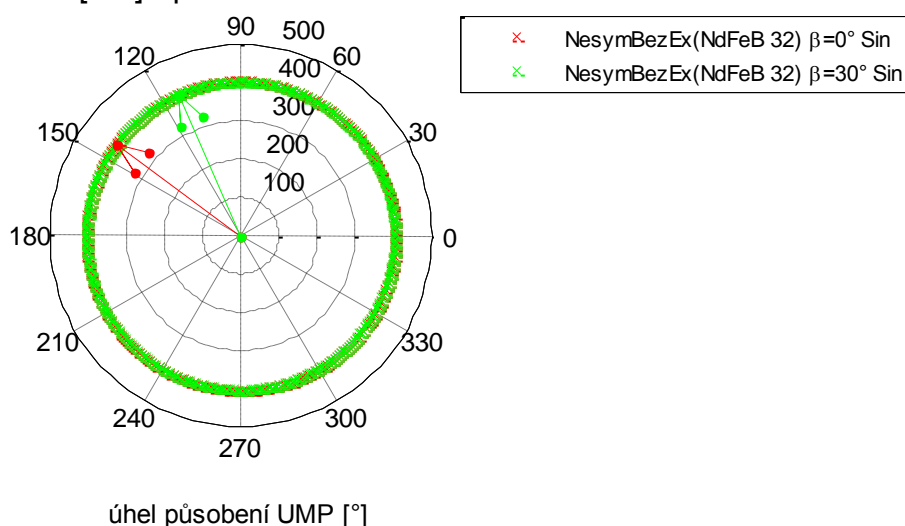
Tab. 6.6: Hodnoty UMP u modelu s posunutým pólem rotoru

	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	$\bar{\kappa}$ [mN]	min [mN]	max [mN]
NesymBezEx $\beta=0^\circ$ Sin	65,17	0,579	1,738	62,93	66,56
NesymBezEx $\beta=30^\circ$ Sin	69,41	0,613	1,834	67,58	71,52
NesymBezEx $\beta=0^\circ$ Obd	64,7			62,16	66,31
NesymBezEx $\beta=30^\circ$ Obd	69,73			65,86	73,61

6.3.2 Nerovnoměrnost magnetizace pólu rotoru

Druhý pól byl nahrazen magnetem ze stejného magnetického materiálu (NdFeB), pouze byl snížen magnetický účinek z N40 na N32. Příloha Q obsahuje podobu upraveného modelu. Průběhy radiálních sil během otáčky rotoru jsou uvedeny v přílohách R a S. Vektor UMP na obr. 6.13 směřuje právě na místo změněného pólu rotoru.

UMP [mN] v polárních souřadnicích



Obr. 6.13: Dynamická excentricita u rotoru se sníženou jakostí jednoho pólu

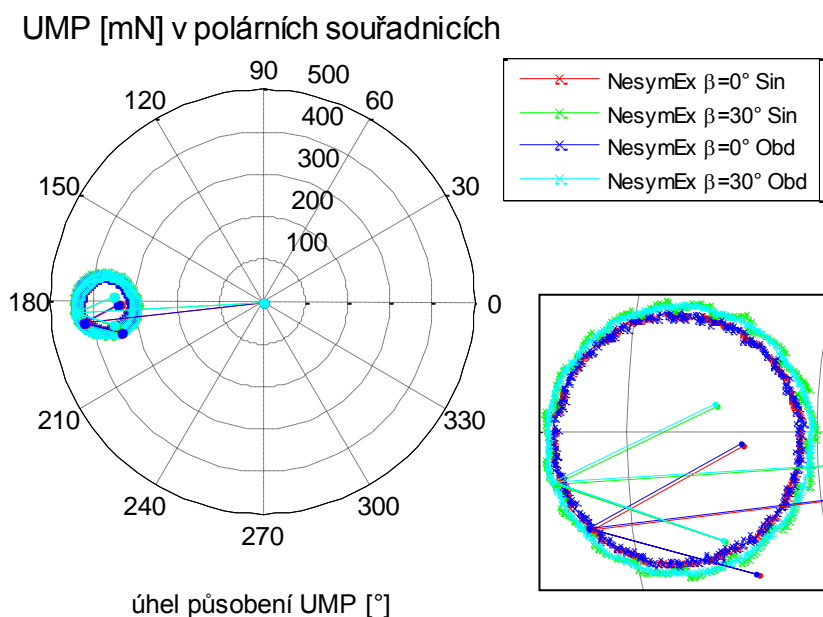
Vypočítané parametry veličiny UMP během otáčky uvádí tab. 6.7. V porovnání s případem posunutého pólu rotoru nemá u nerovnoměrné magnetizace téměř vliv velikost zátěžného úhlu na hodnotu radiální síly. Grafické přehyby veličiny UMP je patrné i na obrázku na obr. 6.13, přičemž krajní chyba průměru je téměř stejná jako u nezátíženého motoru.

Tab. 6.7: Hodnoty UMP u modelu s nerovnoměrnou magnetizací pólu rotoru

	\bar{x} [mN]	\bar{s} [mN]	$\bar{\kappa}$ [mN]	min [mN]	max [mN]
NesymBezEx(NdFeB 32) $\beta=0^\circ$ Sin	404,65	0,468	1,403	403,3	405,9
NesymBezEx(NdFeB 32) $\beta=30^\circ$ Sin	403,63	0,503	1,511	402,2	405,2

6.4 Nesymetrický rotor s excentricitou ve vzduchové mezeře

Tato problematika je studována v práci pouze okrajově. Kombinuje případ posunutí pólu rotoru z článků 6.3.1 a nevycentrovaného motoru z pododdílu 6.2. Výsledná podoba UMP je uvedena na obr. 6.14. Z průběhu je patrné, že společně s vadami motoru došlo ke kombinování také jejich projevů. Provázanost lze také ověřit ze součtu maxim UMP obou excentricit v porovnání s hodnotou uvedenou v tab. 6.8.



Obr. 6.14: Kombinace nesymetrie rotoru a excentricity ve vzduchové mezeře

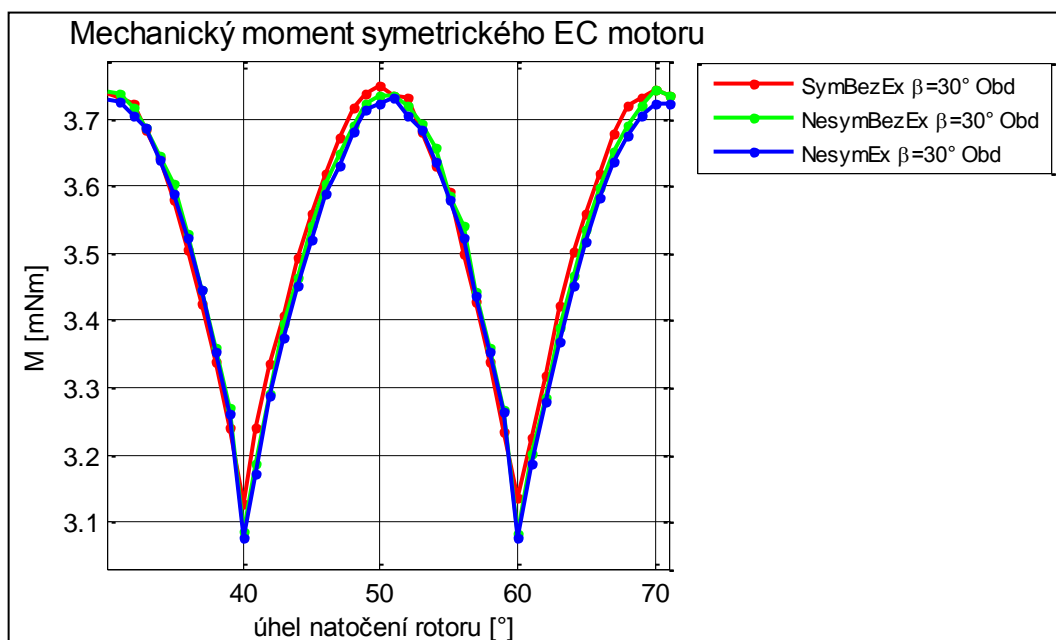
Tab. 6.8: Hodnoty UMP u modelu s posunutým pólem rotoru

	\bar{x} [mN]	min [mN]	max [mN]
NesymEx $\beta=0^\circ$ Sin	377,5	306,3	440,5
NesymEx $\beta=30^\circ$ Sin	379,9	302	442
NesymEx $\beta=0^\circ$ Obd	378	307,9	439,6
NesymEx $\beta=30^\circ$ Obd	379,6	299,9	443,5

6.5 Porovnání mechanických momentů

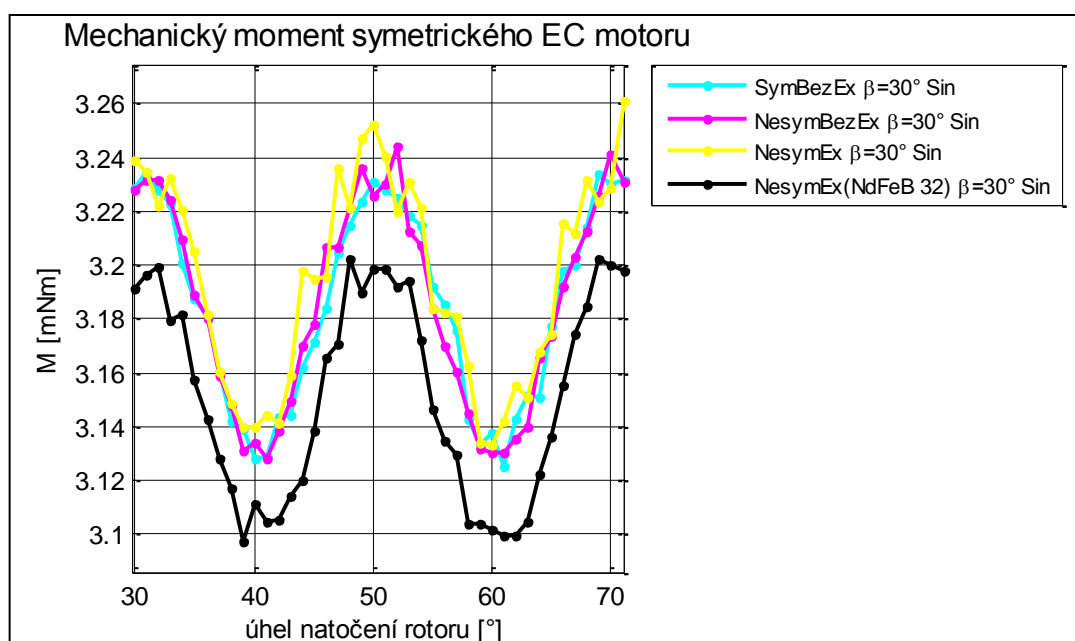
Mechanický moment naměřený u všech simulovaných variant obsahuje příloha T. Momenty u modelů s zátěžným úhlem $\beta = 0^\circ$ dosáhly téměř shodného průběhu jako v případě symetrického motoru. Pro přehlednější orientaci jsou rozděleny momenty do dvou grafů podle volby průběhu fázových proudů. Na obr. 6.15 jsou průběhy momentů získaných u modelů s buzením statorových cívek obdélníkovými proudy.

Jednotlivé charakteristiky se v některých úsecích dokonce překrývají. Střední hodnota reluktančního momentu dosahuje 3,58 mNm a maximum je 3,75 mNm.



Obr. 6.15: Momenty u modelu zatíženého motoru (obdelníkové fázové proudy)

U buzení cívek statoru sinusovými proudy nastává obdobná situace, kromě varianty se sníženým účinkem magnetu druhého pólu rotoru. Pokles momentu vlivem změny intenzity magnetického pole ve vzduchové mezeře je viditelný na obr. 6.16. Střední hodnota reluktančního momentu tímto poklesla z hodnoty 3,18 na 3,15 mNm.



Obr. 6.16: Momenty u modelu zatíženého motoru (sinusové fázové proudy)

7. Závěr

Výstupem této diplomové práce je model EC motoru s jednoduchým řízením obdélníkovými a sinusovými průběhy proudů. Makra potřebná k simulaci chodu motoru s různými variantami provedení úlohy jsou obsažena spolu s komentářem kódu na přiloženém DVD médiu.

Model EC motoru prošel několika stupni verifikace s reálnou předlohou. První zpětná vazba přispěla ke správnému nastavení polarizace pólů rotoru na základě porovnání indukce získané z postprocesoru FEMM a měřené na reálném rotoru. Model prošel rovněž verifikací hodnot mechanického momentu získaných ze simulace chodu motoru. Momenty se pohybují v pásmu naměřených charakteristik skutečného EC motoru, přičemž přesná hodnota je dána požadovanými otáčkami a odpovídajícími hodnotami proudů.

Hlavním přínosem práce není samotný model, avšak vyšetření UMP při statické a dynamické excentricitě. Na základě měření reálného rotoru s podezřením na vady, vyvozuje autor jako možný zdroj vibrací pólové posunutí. Simulace následně potvrdila tuto myšlenku, jelikož UMP v obou osách při otáčení rotoru vykazovalo průběh harmonického signálu s periodou rovnající se frekvenci otáček motoru. Podobný účinek má i simulace se snížením magnetické indukce jednoho pólu rotoru, tato vada nebyla u reálného rotoru naměřena. Samotná statická excentricita vibrace netvoří, pokud je její velikost konstantní.

Při srovnání reálného EC motoru a jeho modelu je třeba zmínit několik základních zjednodušení, k nimž se muselo přistoupit. Namodelovaná soustava neobsahuje žádný snímač polohy rotoru, protože informace je dostupná v každém okamžiku z funkcí ovládající chod motoru. Simulace jsou prováděny za statických podmínek, nejsou tak zahrnuty přechodové děje. Neuplatní se některé jevy, jako například vířivé proudy, hysterezní ztráty a deformace mechanických částí. Vířivé proudy sice ovlivňují výrazně celkovou účinnost stroje, ale nepředstavují významný vliv na velikost UMP.

Vytvořený model EC motoru představuje, i přes své nedostatky, vhodnou pomůcku pro testování některých parametrů a účinků. Vlastnosti návrhu lze měnit podle potřeb a testovat tak různé podoby motoru.

Model by mohl projít ještě řadou vylepšení, například zpřesnění řízení. Zejména průběh obdélníkových proudů neobsahuje kmity, které se u reálného průběhu vyskytují. Pro jejich nastavení je však potřeba nejprve změřit jejich odpovídající průběh.

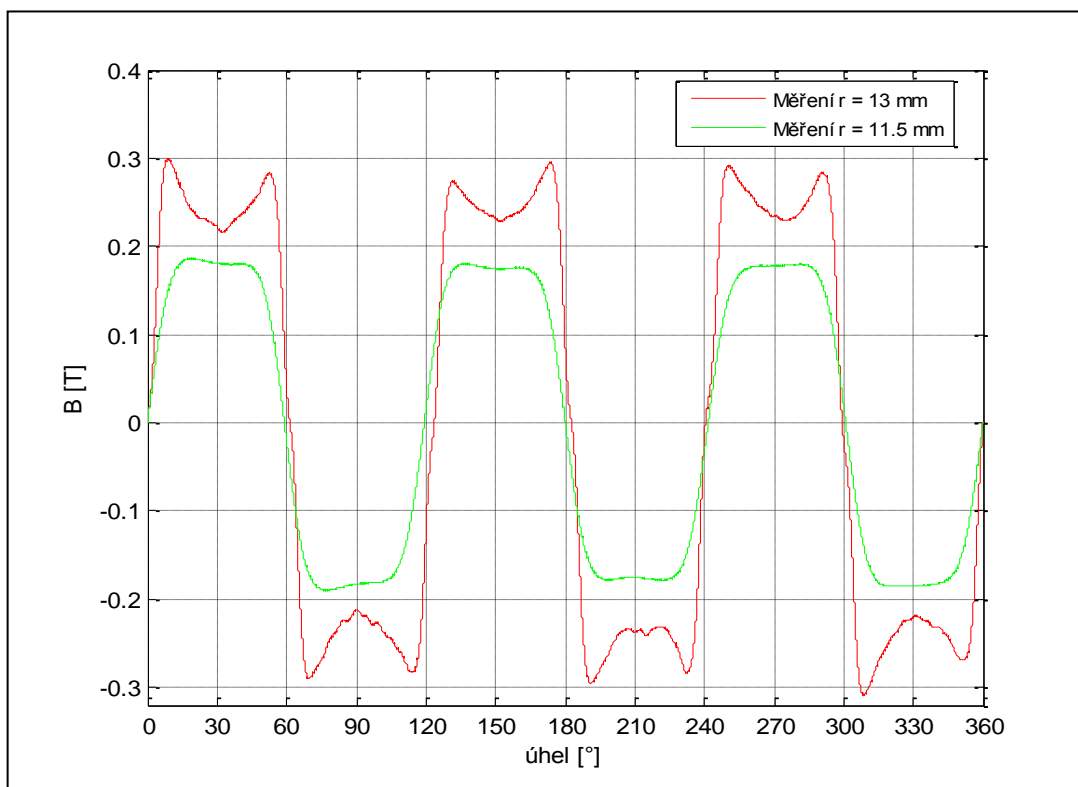
Úloha by také mohla být nadefinována jako dynamická, a pak by bylo možné simulovat vysokofrekvenční děje. Tento požadavek splňuje například program COMSOL Multiphysics, který disponuje ještě výhodou možnosti práce s 3D modelem. Právě tyto vylepšení mohou být předmětem navazující práce.

Seznam použité literatury:

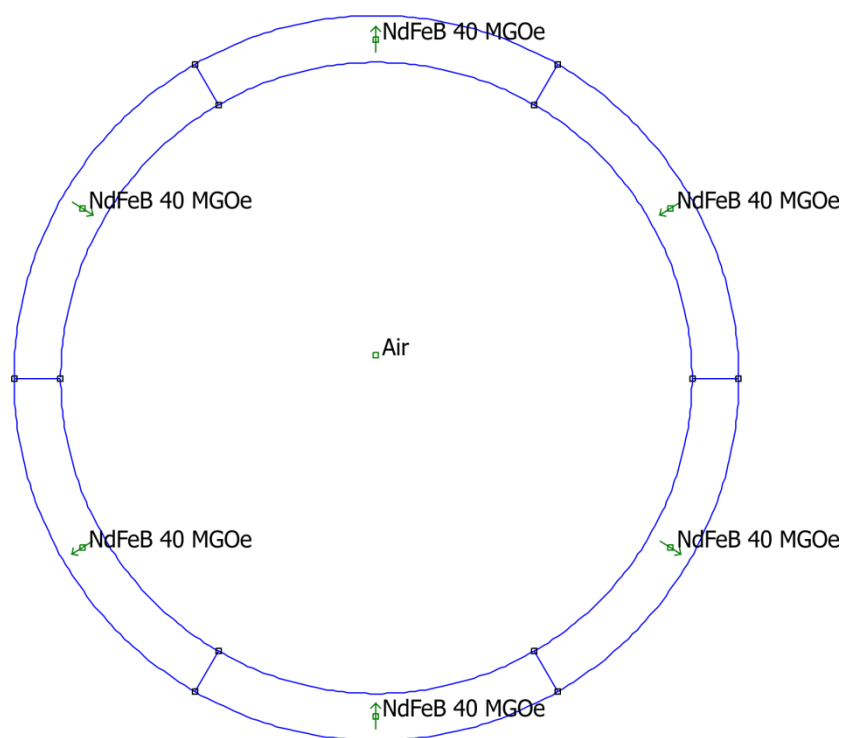
- [1] History of Brushless DC Motors. NMB TECHNOLOGIES CORPORATION. NMB Minebea [online]. 2010 [cit. 2013-01-05]. Dostupné z: <http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/brushless-dc-motors.html>
- [2] ŠIMON, J. Jak se dělá elektromotor. Elektro [online]. 2011, roč. 2011, č. 2, s. 36-43 [cit. 2013-01-06]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/pdfclick.php?id=42921>
- [3] SINGULE, V. Motory s elektrickou komutací (EC motory) pro mechatronické aplikace. Technika a trh [online]. 2007, roč. 2007, č. 9, s. 3 [cit. 2013-01-05]. Dostupné z: http://www.uzimex.cz/download.php?file=/soubory/20080910_tat_2008-09.pdf
- [4] VOREL, P. Výkonové elektromechanické systémy v silničních vozidlech. Brno, 2005. 137 s. Habilitační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky.
- [5] DORRELL, D. G., POPESCU, M. a IONEL, D. M.. Unbalanced Magnetic Pull Due to Asymmetry and Low-Level Static Rotor Eccentricity in Fractional-Slot Brushless Permanent-Magnet Motors With Surface-Magnet and Consequent-Pole Rotors. IEEE Transactions on magnetics, Vol. 46, No. 7, July 2010.
- [6] SMITH, A. C. a DORRELL, D.G. Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors.: I. Analytical model. [online]. 193 - 201 [cit. 2013-04-03]. DOI:10.1049/ip-epa:19960155. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=502355>
- [7] SRISIRIWANNA, T a M KONGHIRUN. A Study of Cogging Torque Reduction Methods in Brushless DC Motor. [online]. 2. 9. 2012, s. 1-4 [cit. 2013-02-27]. DOI: 10.1109/ECTIcon.2012.6254191. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/>
- [8] WANG, J. a LIEU D. K. Magnetic lumped parameter modeling of rotor eccentricity in brushless permanent-magnet motors. [online]. 9. 1999, 4226 - 4231 [cit. 2013-04-13]. DOI: 10.1109/20.799071. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/>
- [9] MAYER, D. a POLÁK, J. Metody řešení elektrických a magnetických polí: vysokošk. učebnice pro elektrotechn. fakulty. 1. vyd. Praha: SNTL, 1983. 450 s.
- [10] DĚDEK, L. a. DĚDKOVÁ J. Elektromagnetismus. Vyd. 1. Brno: VUTUM, 1998, 229 s. ISBN 80-214-1106-6.
- [11] MEEKER, D. Finite Element Method Magnetism, Version 4.2 User's Manual. [online]. [cit. 2013-03-31] 2010. Dostupné na www: <http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>
- [12] PUC-RIO. Lua: the programming language [online]. Thu Nov 22 21:50:19 BRST 2012 [cit. 2013-03-31]. Dostupné z: <http://www.lua.org/>

- [13] ALLIANCE LLC. Magnet Guide & Tutorial: Magnetization Process [online]. 2008, 38 s. [cit. 2013-03-29]. Dostupné z: http://www.allianceorg.com/pdfs/Magnet_Tutorial_v85_1.pdf
- [14] HYUN-ROK, Cha, Cho HAN-WOOK a Le SUNG-HO. The Influence of Magnetization Pattern on the Performance of Permanent Magnet Eddy Current Couplings and Brakes. Journal of Electrical Engineering & Technology [online]. 2008, roč. 2008, č. 3, s. 6 [cit. 2013-03-29]. Dostupné z: <http://www.jeet.or.kr/ltkpsweb/pub/pubfpfile.aspx?ppseq=252>
- [15] CHRISTINI, M. Magnetization of Permanent Magnet Rotors [online]. Pittsburgh: Ansoft Corporation, 2002 [cit. 2013-03-29]. Dostupné z: http://www.ansoft.com/inspiringdesign_02/Magnetization_of_Permanent_Magnet_Rotors.pdf
- [16] AC Permanent Magnet Motor Control: Applicable Product: V1000. [online]. 28.1.2009, roč. 2009, s. 12 [cit. 2013-03-06]. DOI: AN.V1000.03. Dostupné z: [http://www.yaskawa.com/site/dmdrive.nsf/link2/MHAL-7NR3VD/\\$file/AN.V1000.03.pdf](http://www.yaskawa.com/site/dmdrive.nsf/link2/MHAL-7NR3VD/$file/AN.V1000.03.pdf)

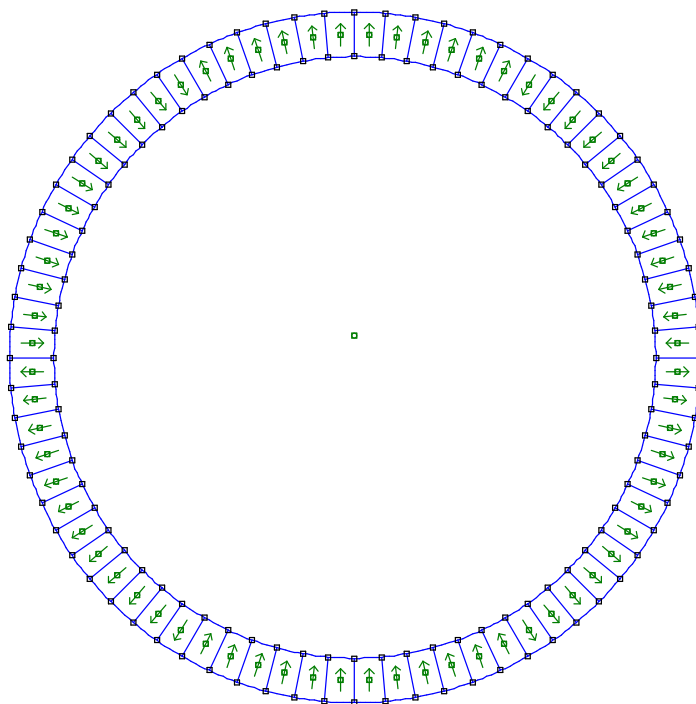
Příloha A – Změřený průběh indukce v okolí reálného rotoru



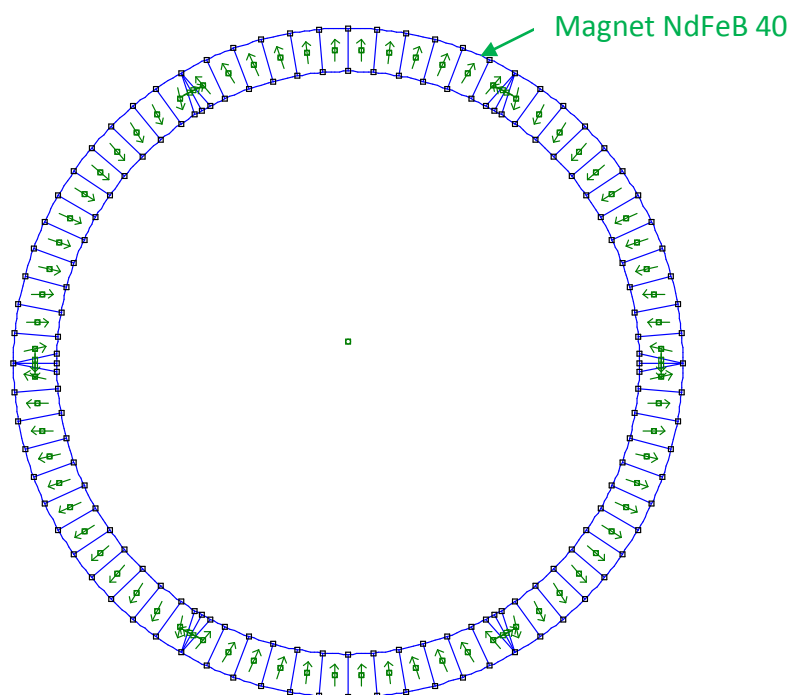
Příloha B – Paralelní polarizace rotoru



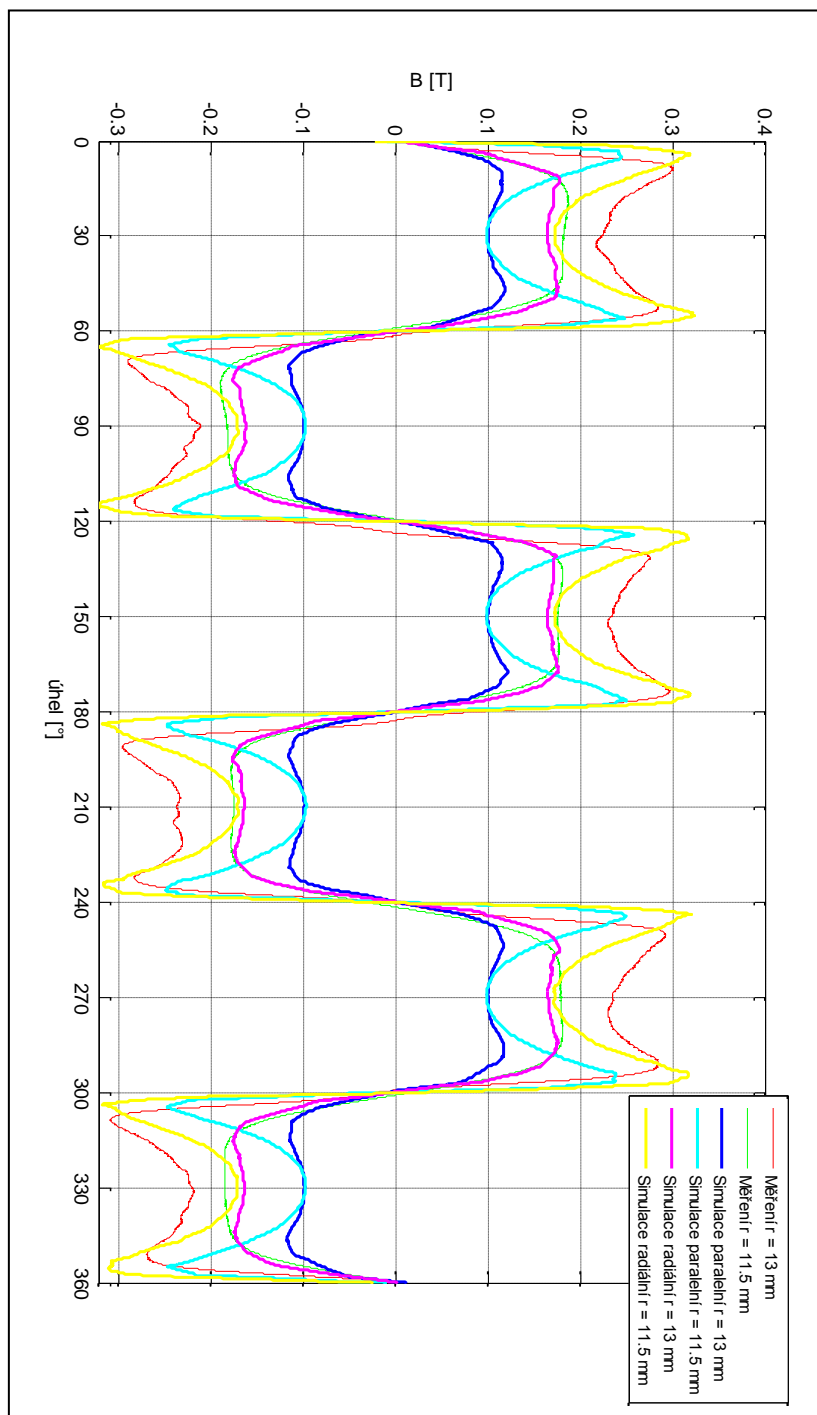
Příloha C – Radiální polarizace rotoru



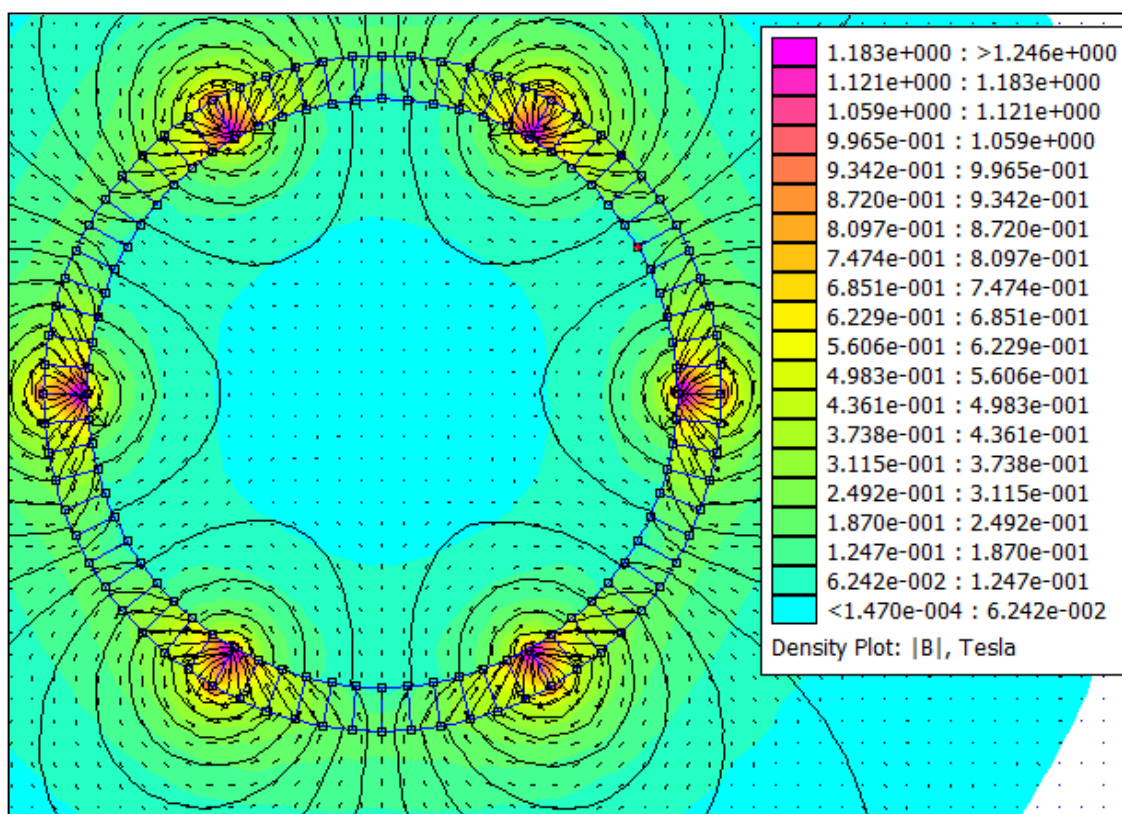
Příloha D – Zpřesněný model polarizace rotoru použitý pro simulace



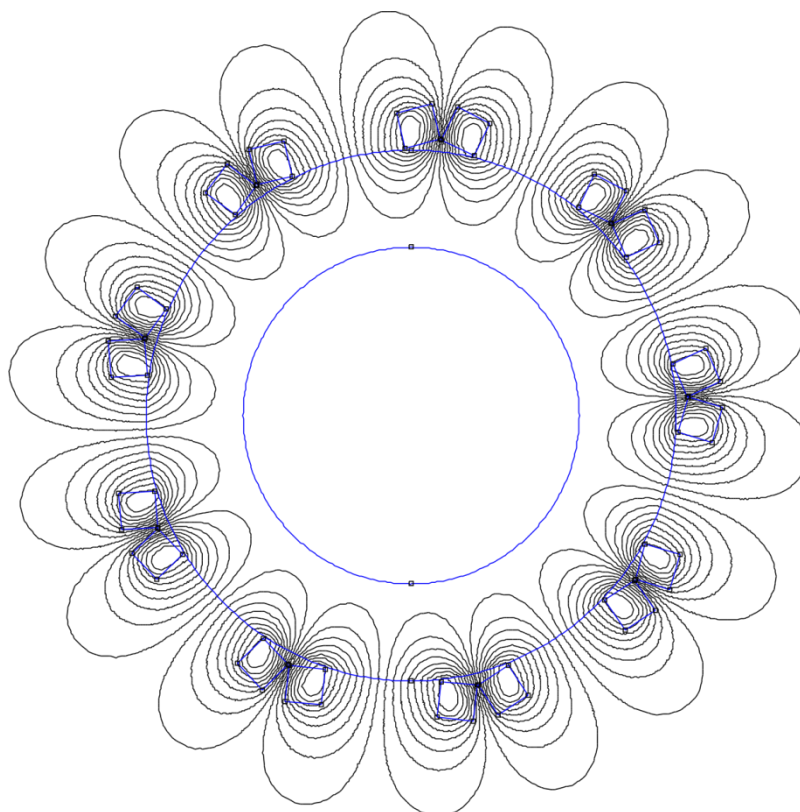
Příloha E – Porovnání indukce rotoru získané ze simulace a měření



Příloha F – Magnetické pole rotoru použitého v simulacích (příloha D)



Příloha G – Siločáry v okolí cívek statoru



Příloha H – Parametry neorientované oceli (zdroj: www.sura.se)

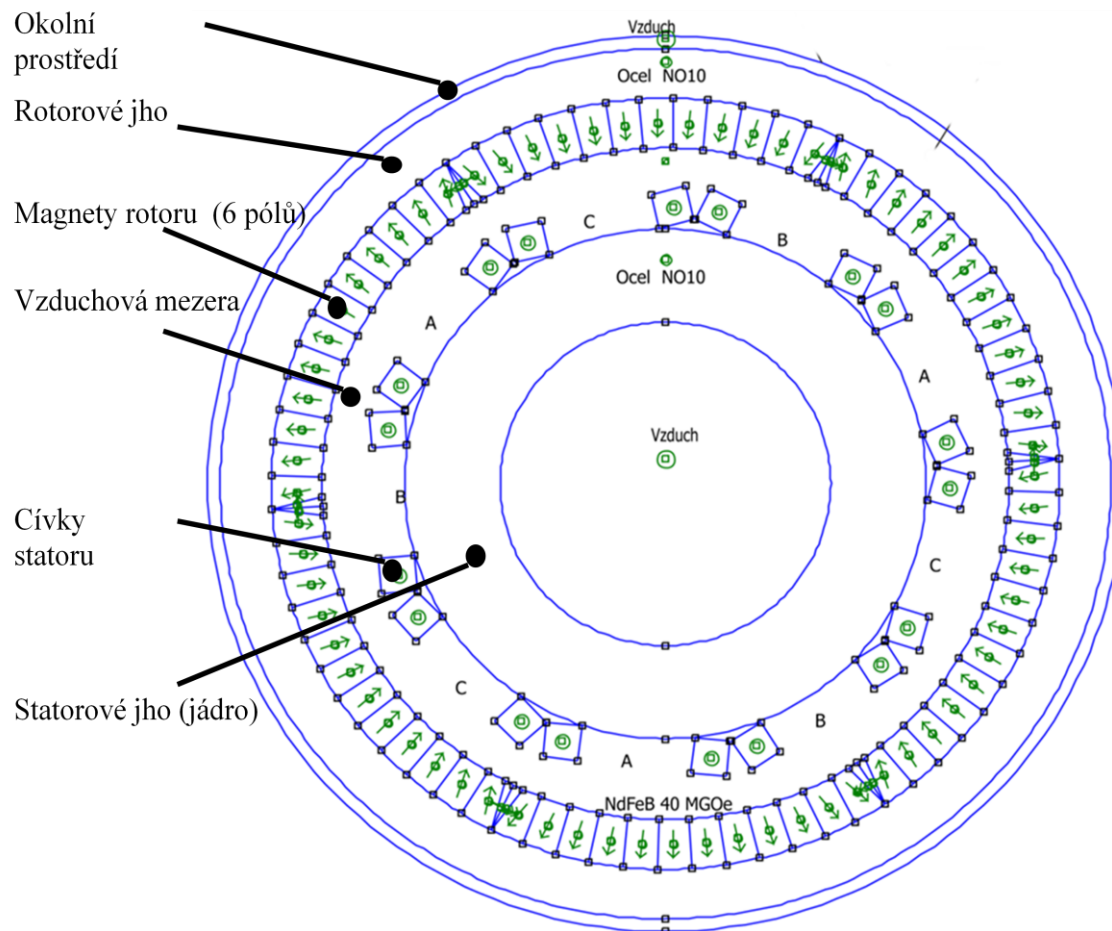
SURA® NO10

T	Typical Values					
	W/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 2500 Hz	W/kg at 5000 Hz	W/kg at 10000 Hz
0,10	0,02	25	0,18	1,72	4,20	11,1
0,20	0,09	32	0,73	6,82	17,8	46,9
0,30	0,18	39	1,56	14,6	38,5	107
0,40	0,29	44	2,59	24,4	63,8	180
0,50	0,42	51	3,78	36,1	96,3	258
0,60	0,55	57	5,11	49,4	133	
0,70	0,71	64	6,60	64,4	174	
0,80	0,88	73	8,23	80,8	220	
0,90	1,07	84	10,1	99,2	269	
1,00	1,29	99	12,1	119	326	
1,10	1,55	124	14,5	142		
1,20	1,87	160	17,3			
1,30	2,25	248	20,7			
1,40	2,71	470	25,0			
1,50	3,20	1290	29,7			
1,60	3,59	3550				
1,70	3,85	7070				
1,80	3,93	13000				

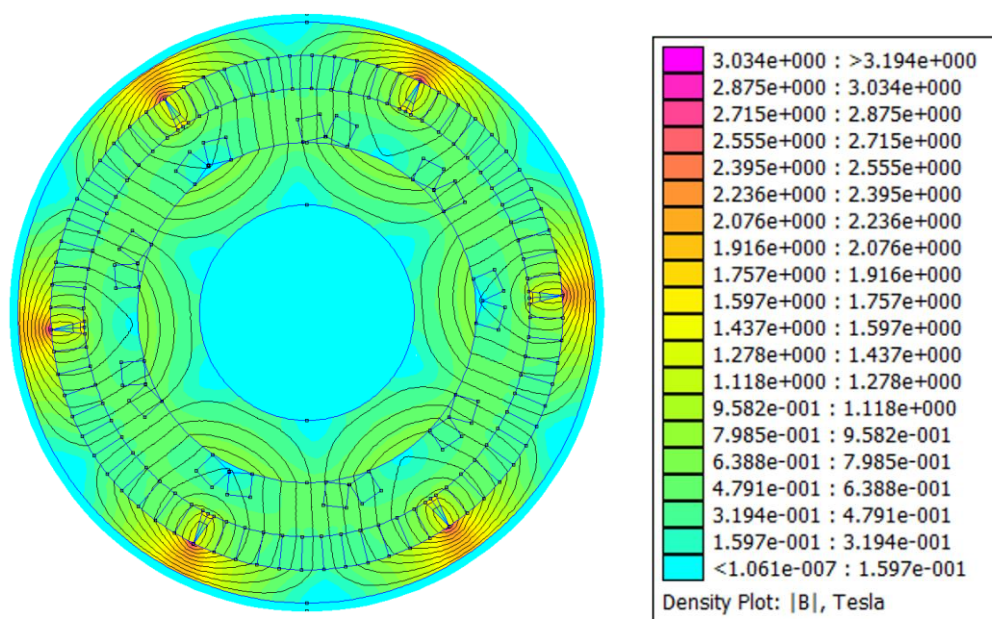
	Guaranteed Values	Typical Values
Loss at 1.0 T , 50 Hz, W/kg	–	1,29
Loss at 1.0 T , 400 Hz, W/kg	13,0	12,1
Loss at 1.0 T , 2500 Hz, W/kg	135	119
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$		52
Density g/cm^3		7,65
Yield strength, N/mm^2		400
Tensile strength, N/mm^2		505
Young's modulus, RD, N/mm^2		185 000
Young's modulus, TD, N/mm^2		200 000
Hardness HV5 (VPN)		180



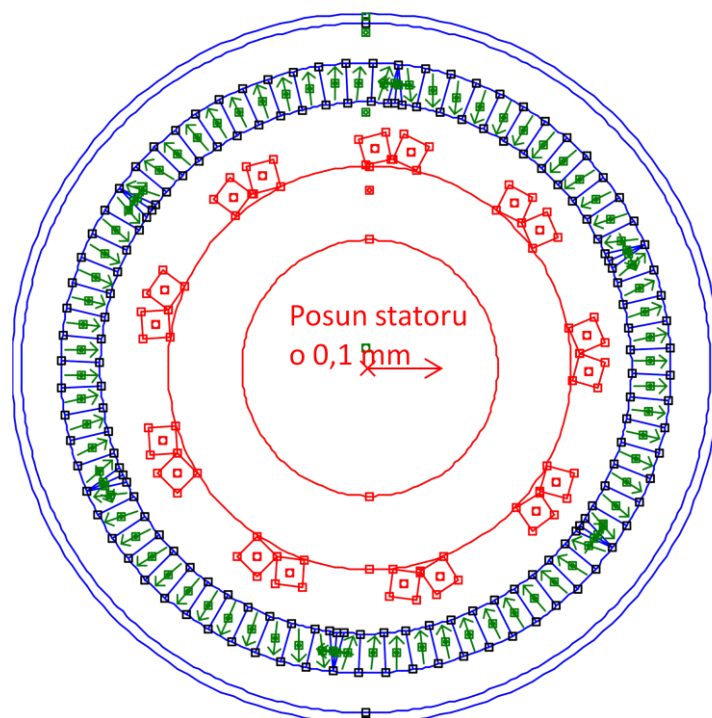
Příloha I – Model EC motoru



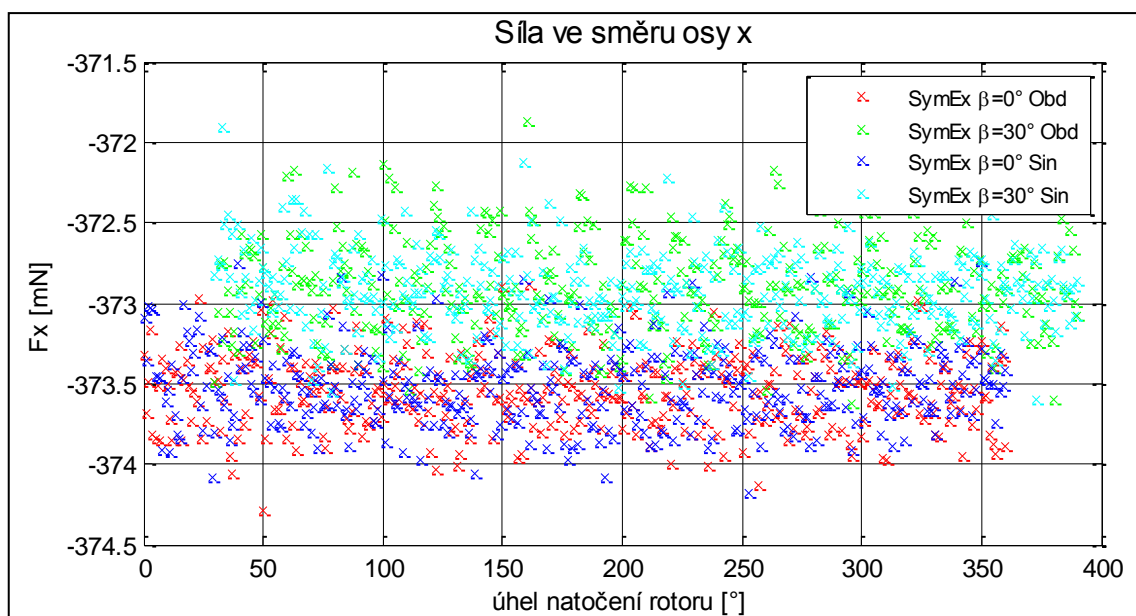
Příloha J – Magnetické pole EC motoru



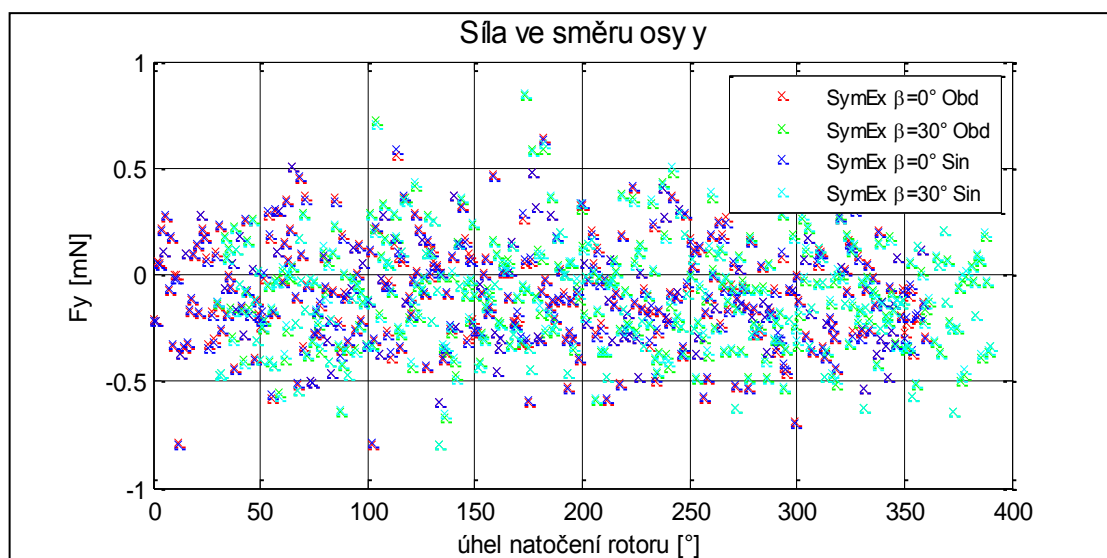
Příloha K – Model EC motoru se statickou excentricitou



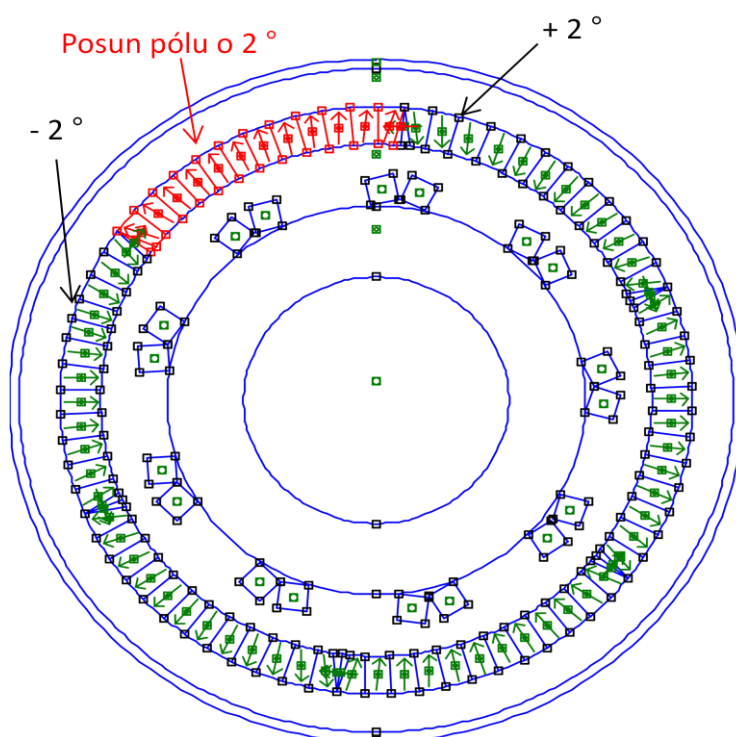
Příloha L – Síla F_x při statické excentricitě



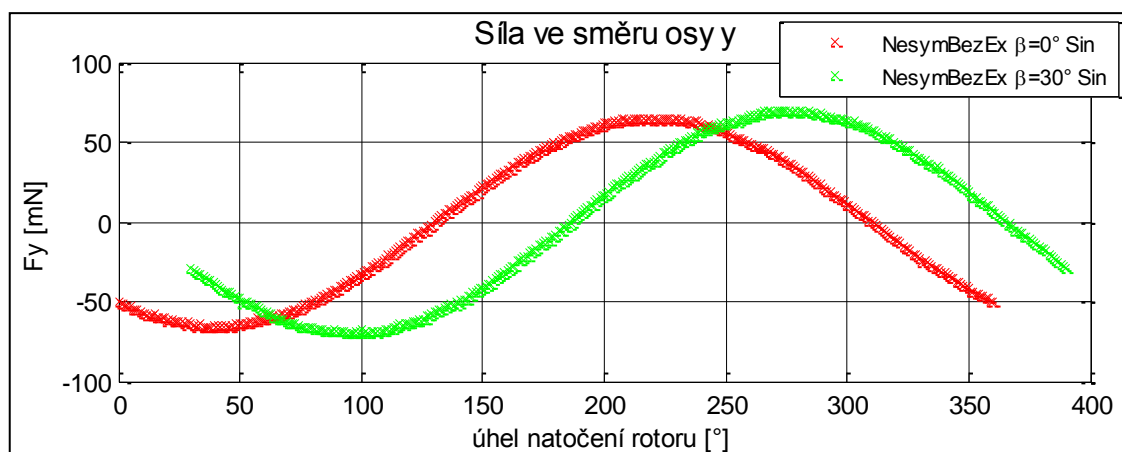
Příloha M – Síla F_y při statické excentricitě



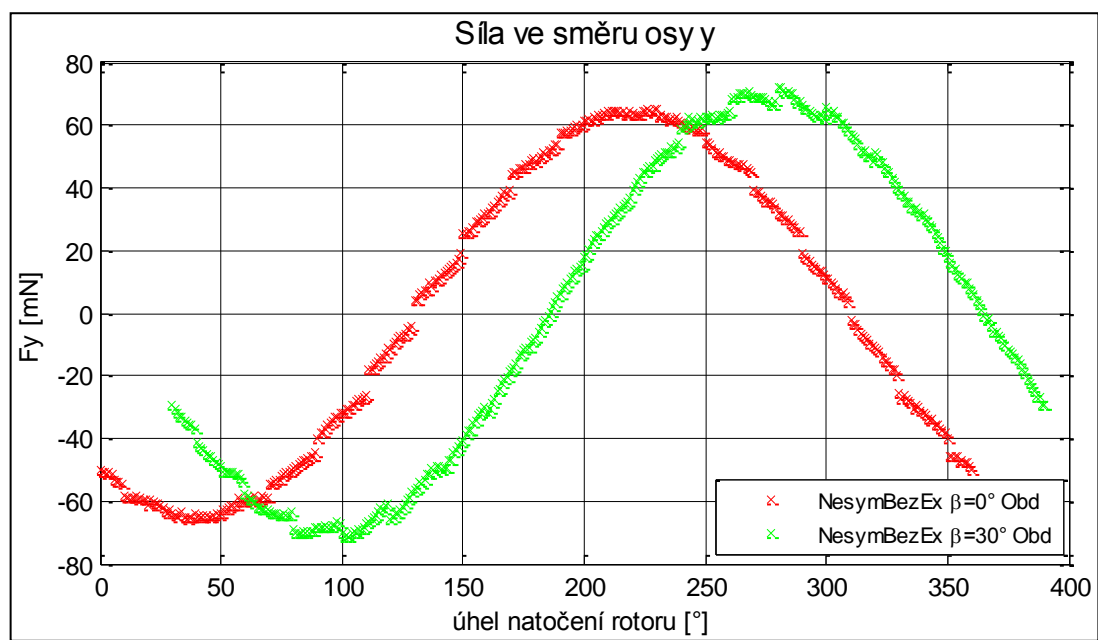
Příloha N – Podoba modelu s posunutým pólem rotoru



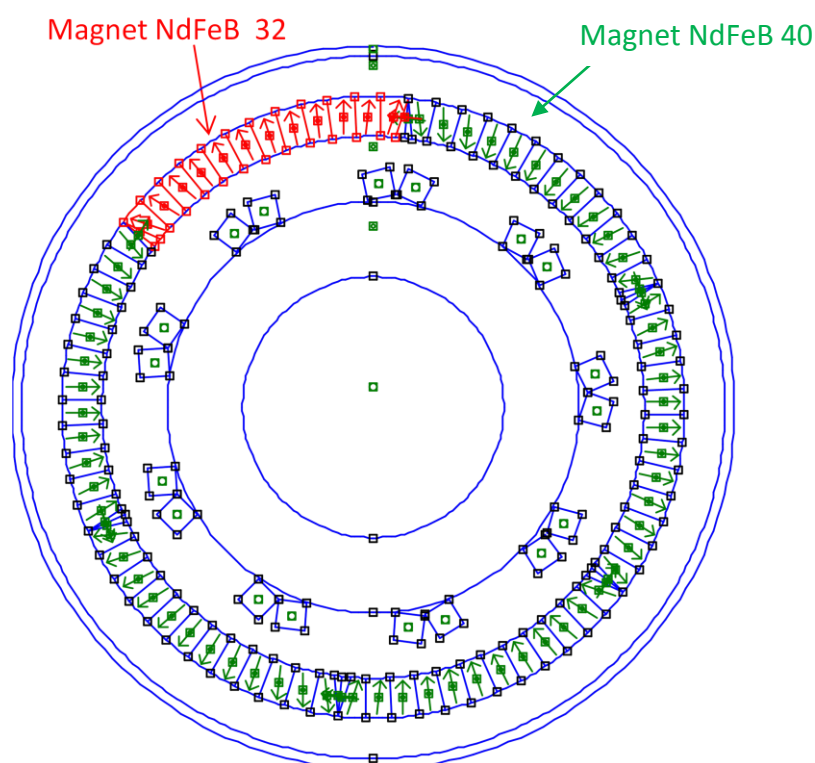
Příloha O – Síla F_y u modelu s posunutým pólem (sin)



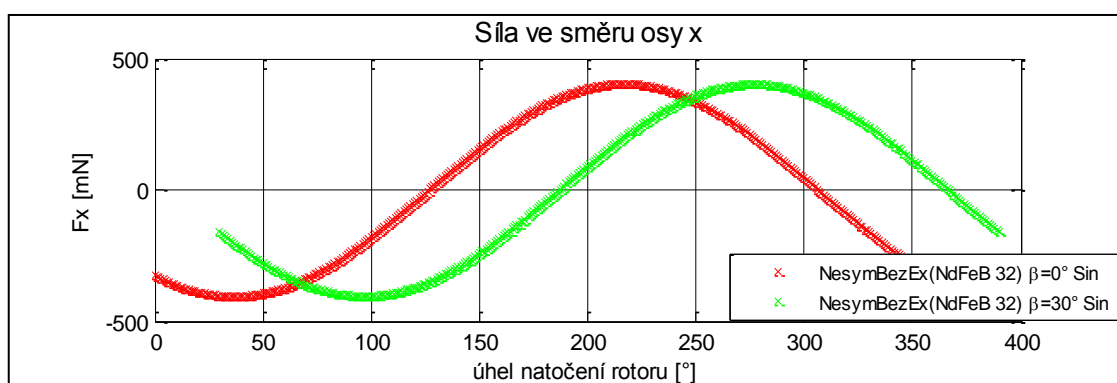
Příloha P – Síla F_y u modelu s posunutým pólem (obd)



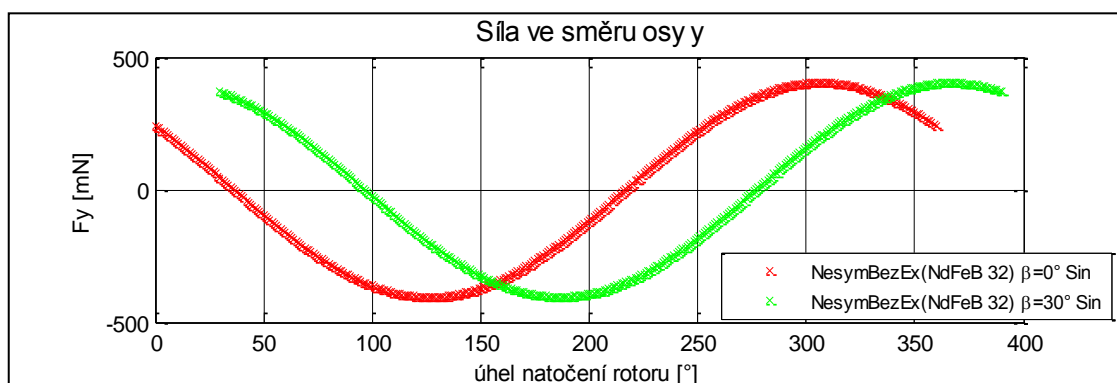
Příloha Q – Podoba modelu se sníženým účinkem magnetu



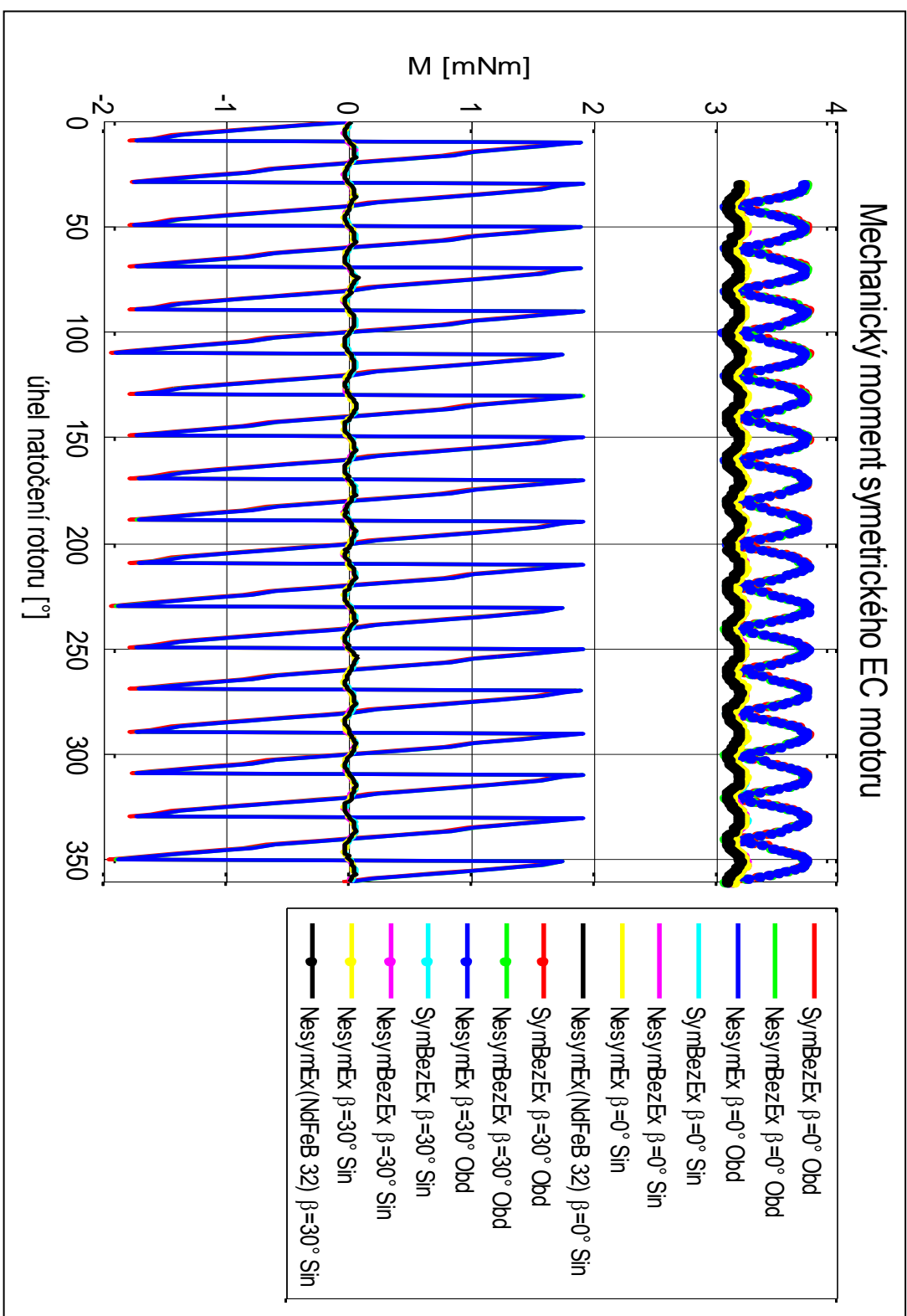
Příloha R – Síla F_x u modelu se sníženým účinkem pólu



Příloha S – Síla F_y u modelu se sníženým účinkem pólu



Příloha T – Porovnání momentových charakteristik



Příloha U – Obsah CD

Příložené CD obsahuje text vlastní práce ve formátu DOCX a PDF. Dále jsou na médiu v samostatných složkách umístěna makra (zdrojové soubory) generující model v programu FEMM. Příloženy jsou také skripty vytvořené v programu Matlab pro zpracování výstupních dat simulace.

Makra:

- SymBezEx_Sin.lua
- SymBezEx_Obd.lua
- SymEx_Sin.lua
- SymEx_Obd.lua
- NesymBezEx_Sin.lua
- NesymBezEx_Obd.lua
- NesymBezEx_NdFeB32_Sin.lua
- NesymEx_Sin.lua
- NesymEx_Obd.lua